

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-339401

(43) 公開日 平成11年(1999)12月10日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup> 識別記号  
 G 1 1 B 20/14 3 5 1  
 11/10 5 8 6  
 20/18 5 3 4

F I		
G 1 1 B	20/14	3 5 1 A
	11/10	5 8 6 G
	20/18	5 3 4 A

審査請求 未請求 請求項の数 8 O.L. (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願平10-147487

(22) 出願日 平成10年(1998) 5月28日

(71) 出願人 000002185  
ソニー株式会社

(72) 発明者 山口 茂男  
東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ

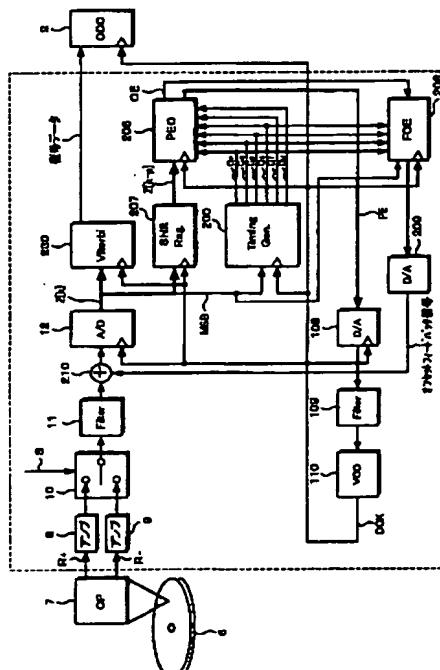
(74)代理人 专利权人 李浦 正知

(54) 【発明の名称】 情報再生装置および再生方法

(57) 【要約】

【課題】 情報再生装置において、再生 R F 信号の D C オフセット量が大きい場合にも P L L のロックを安定なものとする。

【解決手段】 再生RF信号のA/D変換値 $z$  [k]のMSBに基づいて、タイミングジェネレータ200がエラー信号の生成に必要なサンプリングポイントを示すサンプリング信号を生成する。FOEブロック208は、サンプリング信号に従って $z$  [k]からサンプリングを行い、サンプリング値に基づいて位相エラー信号PEとオフセットエラー信号OEとを生成する。位相エラー信号PEに基づいてPLLの制御が行われる。一方、FOEブロック208は、オフセットエラー信号OEと、DCオフセットを小さくする制御のための所定のオフセットエラー信号の内的一方をサンプリング信号の発生状況に応じて選択的に出力する。FOEブロック208の出力に基づいて、オフセットフィードバック回路210が再生RF信号のDCオフセットを制御する。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 記録媒体から再生される再生信号に基づいてPLLをロックさせることによってクロック信号を生成し、そのクロック信号に応じて再生動作する情報再生装置において、

再生信号のA/D変換値のMSBの反転が生じるタイミングに基づいて、エラー信号の検出を行うためのサンプリングポイントを示すタイミング信号を生成するタイミング生成手段と、

上記タイミング信号に従って上記再生信号のA/D変換値からサンプリング値を読み込み、読み込まれた上記サンプリング値に基づいて位相エラーおよびオフセットエラーを表現するエラー信号を生成するエラー信号生成手段と、

上記エラー信号生成手段の出力に基づいてPLLをロックさせるPLL制御手段と、

上記エラー信号生成手段の出力と、上記再生信号のDCオフセットの量を小さくする制御を行うためのオフセットエラー信号との内的一方を選択的に出力するオフセットエラー信号出力手段と、

上記オフセットエラー信号出力手段の出力に応じて、再生信号のDCオフセットに係る制御を行うオフセットフィードバック手段とを有することを特徴とする情報再生装置。

## 【請求項2】 請求項1において、

上記オフセットエラー信号出力手段は、

上記サンプリングポイントが所定期間以上発生しない時に、上記所定のオフセットエラーを表現する信号を所定期間に渡って出力することを特徴とする情報再生装置。

## 【請求項3】 請求項2において、

上記所定のオフセットエラーを表現する信号が出力される所定期間は、

上記所定のオフセットエラーを表現する信号の出力開始時点以降、上記サンプリングポイントが新たに発生するまでの期間であることを特徴とする情報再生装置。

## 【請求項4】 請求項2において、

上記所定のオフセットエラーを表現する信号が出力される所定期間は、

クロック信号の周期を単位として予め設定される期間であることを特徴とする情報再生装置。

## 【請求項5】 請求項1において、

上記オフセットエラー信号出力手段は、

上記再生信号のDCオフセットの量を小さくする制御が行われるためのオフセットエラー信号として出力され得る複数個の信号の内から、その時点での上記再生信号のA/D変換値のMSBを参照して、的確なものを選択的に出力することを特徴とする情報再生装置。

## 【請求項6】 請求項1において、

上記PLL制御手段は、

2

上記エラー信号生成手段の連続する2個の時点間での出力の差としての微分信号を生成し、生成した微分信号を参照して、上記エラー信号生成手段の出力に基づく位相エラー信号を生成し、

上記位相エラー信号に基づいてPLLをロックさせることを特徴とする情報再生装置。

## 【請求項7】 請求項6において、

上記PLL制御手段は、

PLLのロックが未だ掛けられていない状況においてPLLにロックを掛けるアクイジションモードにおいてのみ、上記位相エラー信号に基づいてPLLをロックさせることを特徴とする情報再生装置。

【請求項8】 記録媒体から再生される再生信号に基づいてPLLをロックさせることによってクロック信号を生成し、そのクロック信号に応じて再生動作する情報再生方法において、

再生信号のA/D変換値のMSBの反転が生じるタイミングに基づいて、エラー信号の検出を行うためのサンプリングポイントを示すタイミング信号を生成するステップと、

上記タイミング信号に従って上記再生信号のA/D変換値からサンプリング値を読み込み、読み込まれた上記サンプリング値に基づいて位相エラーおよびオフセットエラーを表現するエラー信号を生成するエラー信号生成ステップと、

上記エラー信号生成ステップの結果に基づいてPLLをロックさせるステップと、

上記エラー信号生成ステップの結果と、上記再生信号のDCオフセットの量を小さくする制御が行われるための

オフセットエラー信号との内的一方を選択的に出力するオフセットエラー信号出力ステップと、

上記オフセットエラー信号出力ステップの結果に応じて、再生信号のDCオフセットに係る制御を行うステップとを有することを特徴とする情報再生方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、例えば光磁気ディスク装置等の情報再生装置および再生方法に関する。

## 【0002】

【従来の技術】光磁気ディスク装置等の情報再生装置では、一般に記録媒体から再生される再生RF信号に基づいてPLLをロックさせることによってクロックを生成し、かかるクロックに従うタイミングで再生系の動作がなされる。PLLをロックさせるための制御は位相エラー信号に基づいてなされる。位相エラー信号を生成する方法としては、従来から周波数ロックモードが知られている。

【0003】また、本願出願人は、再生RF信号のA/D変換値のMSB(Most Significant Bit)に基づいて位相エラー信号を生成するMSB判定モード(特願平9-50

107476号公報参照)、およびそれを応用したModeモード(特願平9-165821号公報参照)等を提案している。A/D変換値は再生RF信号の振幅に依存するので、MSB判定モードにおいては、位相エラー信号が再生RF信号の振幅に依存することになる。

【0004】再生RF信号のDCオフセット量が大きいと、再生RF信号のA/D変換値はA/D変換器のダイナミックレンジのセンター値に関して一方向に傾きがちになる。このような場合、A/D変換値のMSBの反転の頻度が低下し、MSBの反転を検出することによって得られる位相エラー検出ポイントの頻度が低下する。その結果PLLのロックが不安定なものとなるおそれがある。

【0005】かかる問題に対処するため、MSB判定モードを行う従来の装置では、再生系内の構成要素の動作制御を行うキャリブレーション時に、再生RF信号のDCオフセットを予め充分に除去する必要があった。

#### 【0006】

【発明が解決しようとする課題】一方、PLLの周波数ロックが確立している状況においてMSB判定モードを使用して位相引込みを行う場合に、例えば光磁気ディスクの複屈折等に起因してDCオフセット量が急激に大きくなると、上述した場合と同様に再生RF信号のA/D変換値のMSB反転の頻度が低下する。このような場合には、位相エラー信号検出ポイントが得られる頻度が低下し、その結果として位相エラー信号と再生RF信号との間に乖離が生じてPLLがロックしにくくなる、あるいは一旦ロックしたPLLが外れ易くなる等の問題があった。

【0007】さらに、位相エラー信号検出ポイントをオフセットエラー信号検出ポイントとしても用いる場合(すなわち、位相エラー信号検出ポイントにおいてサンプリングされるサンプリング値に基づいてオフセットエラー信号を算出する場合)には、位相エラー信号検出ポイントが得られる頻度が低下すればDCオフセットの制御を的確に行うことができなくなる。その結果として、復号精度が低下するおそれがあった。

【0008】従って、この発明の目的は、再生RF信号のDCオフセット量が大きい場合にもPLLのロックおよびDCオフセットの制御を的確に行うことが可能な情報再生装置および再生方法を提供することにある。

#### 【0009】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明は、記録媒体から再生される再生信号に基づいてPLLをロックさせることによってクロック信号を生成し、そのクロック信号に応じて再生動作する情報再生装置において、再生信号のA/D変換値のMSBの反転が生じるタイミングに基づいて、エラー信号の検出を行うためのサンプリングポイントを示すタイミング信号を生成するタイミング生成手段と、タイミング信号に従って再生信号のA/D

D変換値からサンプリング値を読み込み、読み込まれたサンプリング値に基づいて位相エラーおよびオフセットエラーを表現するエラー信号を生成するエラー信号生成手段と、エラー信号生成手段の出力に基づいてPLLをロックさせるPLL制御手段と、エラー信号生成手段の出力と、再生信号のDCオフセットの量を小さくする制御を行なうためのオフセットエラー信号との内的一方を選択的に出力するオフセットエラー信号出力手段と、オフセットエラー信号出力手段の出力に応じて、再生信号のDCオフセットに係る制御を行うオフセットフィードバック手段とを有することを特徴とする情報再生装置である。

【0010】請求項8の発明は、記録媒体から再生される再生信号に基づいてPLLをロックさせることによってクロック信号を生成し、そのクロック信号に応じて再生動作する情報再生方法において、再生信号のA/D変換値のMSBの反転が生じるタイミングに基づいて、エラー信号の検出を行うためのサンプリングポイントを示すタイミング信号を生成するステップと、タイミング信号に従って再生信号のA/D変換値からサンプリング値を読み込み、読み込まれたサンプリング値に基づいて位相エラーおよびオフセットエラーを表現するエラー信号を生成するエラー信号生成ステップと、エラー信号生成ステップの結果に基づいてPLLをロックさせるステップと、エラー信号生成ステップの結果と、再生信号のDCオフセットの量を小さくする制御が行われるためのオフセットエラー信号との内的一方を選択的に出力するオフセットエラー信号出力ステップと、オフセットエラー信号出力ステップの結果に応じて、再生信号のDCオフセットに係る制御を行うステップとを有することを特徴とする情報再生方法である。

【0011】以上のような発明によれば、光ディスクの複屈折等に起因して再生RF信号のDCオフセットが大きくなる場合に、DCオフセットが小さくなるようなオフセットフィードバックをかけることができる。

【0012】このため、再生RF信号のDCオフセット量が大きい場合にも、位相エラー信号検出ポイントが得られる頻度が大幅に低下することを防止できる。

#### 【0013】

【発明の実施の形態】以下に、この発明の理解を容易とするために、ビタビ復号方法を行う再生系を有する記録/再生装置の一例について、装置の全体構成、記録媒体のセクタフォーマット、4値4状態ビタビ復号方法の概要、4値4状態ビタビ復号方法を実現するビタビ復号器の構成および動作、および4値4状態ビタビ復号方法以外のビタビ復号方法の順に説明する。

【0014】【ディスク記録再生装置の概要】以下、ビタビ復号方法を行う再生系を有する記録/再生装置の一例について説明する。図1は、ビタビ復号方法を行う再生系を有する光磁気ディスク装置の一例の全体構成を示すブロック図である。記録時には、コントローラ2がホ

ストコンピュータ1の指令に従って、記録すべきユーザデータを受取り、情報語としてのユーザデータに基づいてエンコードを行って、符号語としてのRLL(1, 7)符号を生成する。この符号語が記録データとしてレーザパワーコントロール部(以下、LPCと表記する)4に供給される。コントローラ2は、このような処理の他に、後述する復号化処理、および記録、再生、消去等の各モードの制御、並びにホストコンピュータ1との交信等の動作を行う。

【0015】LPC4は、供給された記録データに対応して、光ピックアップ7のレーザパワーを制御して光磁気ディスク6上に磁気極性を有するピット列を形成することにより、記録を行う。この記録の際に、磁気ヘッド5が光磁気ディスク6にバイアス磁界を付与する。実際には、記録データに基づいて後述するように生成されるプリコード出力に従って、後述するようなマークエッジ記録が行われる。

【0016】後述するように、記録位置すなわちピットの形成位置の制御は、磁気ヘッド5および光ピックアップ7等の位置決めを行う、図示しない手段によってなされる。このため、記録動作時においても、光ピックアップ7がアドレス部等を通過する際には、後述するような再生時の動作と同様な動作が行われる。

【0017】上述したようにして形成される各ピットを、記録データに基づいて後述するようにして生成されるプリコード出力中の各ピットに対応させる方法について、図2を参照して説明する。プリコード出力中の、例えば'1'に対してピットを形成し、'0'に対してピットを形成しない記録方法をマーク位置記録方法と称する。一方、各ピットのエッジによって表現される、プリコード出力中の各ピットの境界における極性の反転を、例えば'1'に対応させる記録方法をマークエッジ記録方法と称する。再生時には、再生信号中の各ピットの境界は、後述するようにして生成されるリードクロックDCKに従って認識される。

【0018】次に、再生系の構成および動作について説明する。光ピックアップ7は、光磁気ディスク6にレーザ光を照射し、それによって生じる反射光を受光して、再生信号を生成する。再生信号は、和信号R+、差信号R-および図示しないフォーカスエラー信号ならびにトラッキングエラー信号の4種類の信号からなる。和信号R+は、アンプ8によってゲイン調整等がなされた後に和/差切替えスイッチ10に供給される。また、差信号R-は、アンプ9によってゲイン調整等がなされた後に和/差切替えスイッチ10に供給される。さらに、フォーカスエラー信号は、フォーカスエラーを解消する手段(図示せず)に供給される。一方、トラッキングエラー信号は、図示しないサーボ系等に供給され、それらの動作において用いられる。

【0019】和/差切替えスイッチ10には、後述する

ような和信号/差信号切替え信号Sが供給される。和信号/差信号切替えスイッチ10は、この和信号/差信号切替え信号Sに従って、以下のように、和信号R+または差信号R-をフィルタ部11に供給する。すなわち、後述するような光磁気ディスク6のセクタフォーマットにおいて、エンボス加工によって形成される部分から再生される再生信号が和信号/差信号切替えスイッチ10に供給される期間には、和信号R+をフィルタ部11に供給する。また、光磁気的に記録される部分から再生される再生信号が和信号/差信号切替えスイッチ10に供給される期間には、差信号R-をフィルタ部11に供給する。

【0020】和信号/差信号切替え信号Sは、例えば次のようにして生成される。すなわち、まず、再生信号から、セクタフォーマットに規定される所定のパターンから再生される信号を検出する。このような所定のパターンとしては、例えば後述するセクタマークSM等が用いられる。そして、かかる検出がなされた時点を基準として、後述するリードクロックを数える等の方法によって20認識される所定時点において、和信号/差信号切替え信号Sが生成される。

【0021】フィルタ部11は、ノイズカットを行うローパスフィルタおよび波形等化を行う波形等化器から構成される。後述するように、この際の波形等化処理において用いられる波形等化特性は、ビタビ復号器13が行うビタビ復号方法に適合するものとされる。フィルタ部11の出力を供給されるA/D変換器12は、後述するようにして供給されるリードクロックDCKに従って再生信号値z[k]をサンプリングする。

【0022】ビタビ復号器13は、再生信号値z[k]に基づいて、ビタビ復号方法によって復号データを生成する。かかる復号データは、上述したようにして記録される記録データに対する最尤復号系列である。従って、復号エラーが無い場合には、復号データは、記録データと一致する。

【0023】復号データは、コントローラ2に供給される。上述したように、記録データは、ユーザデータからチャンネル符号化等の符号化によって生成された符号語である。従って、復号エラーレートが充分低ければ、復号データは、符号語としての記録データとみなすことができる。コントローラ2は、復号データに、上述のチャンネル符号化等の符号化に対応する復号化処理を施すことにより、ユーザデータ等を再生する。

【0024】また、フィルタ部11の出力は、PLL部14にも供給される。PLL部14は、供給された信号に基づいて、リードクロックDCKを生成する。リードクロックDCKは、コントローラ2、A/D変換器12、ビタビ復号器13等に供給される。コントローラ2、A/D変換器12、ビタビ復号器13の動作は、リードクロックDCKに従うタイミングでなされる。さら

に、リードクロックDCKは、図示しないタイミングジエネレータに供給される。タイミングジエネレータは、例えば、記録／再生動作の切替え等の装置の動作タイミングを制御する信号を生成する。

【0025】上述したような再生動作において、光磁気ディスク6から再生される再生信号に基いて、より正しい再生データを得るために、再生系の各構成要素の動作を再生信号の品質に応じて適正化することが行われる。このような操作をキャリブレーションと称する。キャリブレーションは、再生信号の品質等が例えば加工精度等の記録媒体の特性、および例えば記録用レーザ光のパワーの変動、周囲温度等の記録／再生時の条件等によって変化する可能性があることに対応するために再生系のパラメータを適正化するためのものである。

【0026】キャリブレーションの内容は、例えば光ピックアップ7の読み取り用レーザ光パワーの調整、アンプ8および9のゲインの調整、フィルタ部11の波形等化特性の調整、およびビタビ復号器13の動作において用いられる振幅基準値の調整等である。このようなキャリブレーションは、電源投入直後または記録媒体の交換時等に、図1中には図示しない構成によって行われる。

【0027】【記録媒体のセクタフォーマットの概要】光磁気ディスク6には、セクタを記録／再生の単位としてユーザデータが記録される。図3を参照して、光磁気ディスク6において用いられるセクタフォーマットの一例について説明する。図3Aに示すように、1セクタは、記録／再生の順に従って、ヘッダ、ALPC、ギャップ、VFO<sub>3</sub>、シンク、データフィールド、バッファの各エリアに区分されている。図3中に付した数字は、バイト数を表す。光磁気ディスク6上には、ブロック符号化等の符号化がなされたデータが記録される。例えば8ビットが12チャンネルビットに変換されて記録される。

【0028】このセクタフォーマットの一例においては、ユーザデータ量が1024バイトのフォーマットと、ユーザデータ量が512バイトのフォーマットとが用意されている。ユーザデータ量が1024バイトのフォーマットでは、データフィールドのバイト数が670バイトとされる。また、ユーザデータ量が512バイトのフォーマットでは、データフィールドのバイト数が1278バイトとされる。これら2つのセクタフォーマットにおいて、63バイトのプリフォーマットされたヘッダと、ALPC、ギャップエリアの18バイトは、同一とされている。

【0029】図3Bは、63バイトのヘッダを拡大して示す。ヘッダは、セクタマークSM(8バイト)、VFOフィールドのVFO<sub>1</sub>(26バイト)、アドレスマークAM(1バイト)、IDフィールドのID<sub>1</sub>(5バイト)、VFOフィールドのVFO<sub>2</sub>(16バイト)、アドレスマークAM(1バイト)、IDフィールドのID

2(5バイト)、およびポストアンプルPA(1バイト)が順に配列された構成とされている。

【0030】図3Cは、18バイトのALPC、ギャップエリアを拡大して示す。18バイトは、ギャップフィールド(5バイト)、フラグフィールド(5バイト)、ギャップフィールド(2バイト)、ALPC(6バイト)からなる。

【0031】次に、これらのフィールドについて説明する。セクタマークSMは、セクタの開始を識別するためのマークであり、RLL(1,7)符号において生じないエンボス加工によって形成されたパターンを有する。VFOフィールドは、上述のPLL部18中のVFO(Variiable Frequency Oscillator)を同期させるためのもので、VFO<sub>1</sub>、VFO<sub>2</sub>およびVFO<sub>3</sub>からなる。VFO<sub>1</sub>およびVFO<sub>2</sub>は、エンボス加工によって形成されている。また、VFO<sub>3</sub>は、そのセクタに対して記録動作が行われる際に光磁気的に書きられる。VFO<sub>1</sub>、VFO<sub>2</sub>およびVFO<sub>3</sub>は、それぞれチャンネルビットの'0'と'1'が交互に現れるパターン(2Tパターン)を有する。従って、1チャンネルビットの時間長に対応する時間をTとすると、VFOフィールドを再生した時に、2T毎にレベルが反転する再生信号が得られる。

【0032】アドレスマークAMは、後続のIDフィールドのためのバイト同期を装置に対して与えるために使用され、RLL(1,7)符号において生じないエンボスされたパターンを有する。IDフィールドは、セクタのアドレス、すなわち、トラック番号およびセクタ番号の情報と、これらの情報に対するエラー検出用のCRCバイトを有する。IDフィールドは、5バイトからなる。ID<sub>1</sub>およびID<sub>2</sub>によって、同一のアドレス情報が二重に記録される。ポストアンプルPAは、チャンネルビットの'0'と'1'とが交互に現れるパターン(2Tパターン)を有する。ID<sub>1</sub>、ID<sub>2</sub>およびポストアンプルPAも、エンボス加工によって形成されている。このように、ヘッダの領域は、エンボス加工によりビットが形成されたプリフォーマットされた領域である。

【0033】図3Cは、ALPC、ギャップエリアを拡大して示す。ギャップには、ビットが形成されない。最初のギャップフィールド(5バイト)は、プリフォーマットされたヘッダの後の最初のフィールドであり、これによって、ヘッダの読み取りを完了した後の処理に装置が要する時間が確保される。2番目のギャップフィールド(2バイト)は、後のVFO<sub>3</sub>の位置のずれを許容するためのものである。

【0034】ALPC、ギャップエリアには、5バイトのフラグフィールドが記録される。フラグフィールドは、セクタのデータが記録される時に、連続した2Tパターンが記録される。ALPC(Auto Laser Power Control)フィールドは、記録時のレーザパワーをテストするために設けられている。シンクフィールド(4バイト)

は、続くデータフィールドのためのバイト同期を装置が得るために設けられており、所定のビットパターンを有する。

【0035】データフィールドは、ユーザデータを記録するために設けられる。上述した670バイトのデータフィールドには、512バイトのユーザデータと、144バイトのエラー検出、訂正用のパリティ等と、12バイトのセクタ書き込みフラグと、2バイト(FF)とからなる。また、1278バイトのデータフィールドの場合には、1024バイトのユーザデータと、242バイトのエラー検出、訂正用のパリティ等と、12バイトのセクタ書き込みフラグとからなる。セクタの最後のバッファフィールドは、電気的、あるいは機械的な誤差に対する許容範囲として使用される。

【0036】上述したセクタフォーマットの例において、ヘッダは、エンボス加工によりビットが形成されたエリアである。また、ALPC、ギャップエリアは、再生時には、使用されないエリアである。さらに、VFO3、シンクフィールドおよびデータフィールドは、光磁気記録されたデータのエリアである。

【0037】[4値4状態ビタビ復号方法の概要]以下、ビタビ復号器13によって行われるビタビ復号方法について説明する。上述したように、ユーザデータは、様々な符号化方法によって記録データとしての符号語に変換される。符号化方法は、記録媒体の性質および記録／再生方法等に応じて適切なものが採用される。光磁気ディスク装置においては、ブロック符号化において、Run Lengthすなわち'1' と'1' の間の'0' の数を制限する RLL (Run Length Limited) 符号化方法が用いられることが多い。従来から幾つかのRLL符号化方法が用いられている。一般に、'1' と'1' の間の'0' の数を最小でd個、最大でk個とするm/nブロック符号をRLL(d, k; m, n) 符号と称する。

【0038】例えば、2/3ブロック符号において、'1' と'1' の間の'0' の数を最小で1個、最大で7個とするブロック符号化方法は、RLL(1, 7; 2, 3) 符号である。一般にRLL(1, 7; 2, 3) 符号をRLL(1, 7) 符号と称することが多いので、以下の説明においても単にRLL(1, 7) 符号と表記した場合には、RLL(1, 7; 2, 3) 符号を指すことにする。

【0039】このようなRLL符号化方法と、上述したマークエッジ記録方法との組合せによって記録されたデータから再生される再生信号を復号するために、ビタビ復号方法を用いることができる。

【0040】このようなRLL符号化方法は、記録密度の向上、および再生動作の安定性の確保という2つの観点から、符号化方法に要求される条件に対応できるもの\*

$$b[k] = \text{mod} 2 | a[k] + b[k-1] | \quad (1)$$

このようなブリコード出力b[k]が実際に光磁気ディスク媒体等に記録される。一方、フィルタ部11中の波

\*である。まず、上述したように、マークエッジ記録方法は、記録データに基づいて後述するように生成されるブリコード出力における'1'を各ビットのエッジによって表現される極性の反転に対応させるものなので、'1'と'1'の間の'0'の数を多くする程、各ビット1個当たりに記録されるビット数を大きくすることができる。従って、記録密度を大きくすることができる。

【0041】一方、再生系の動作タイミングを合わせるために必要なリードクロックDCKは、上述したように、再生信号に基づいてPLL部14によって生成される。このため、記録データにおいて'1'と'1'の間の'0'の数を多くすると、再生動作の際にPLI部の動作が不安定となるので、再生動作全体が不安定なものとなる。

【0042】これら2つの条件を考慮すると、'1'と'1'の間の'0'の数は、多過ぎたり、少な過ぎたりしない、適切な範囲内に設定される必要がある。このような、記録データ中の'0'の数の設定に関して、RLL符号化方法が有効となる。

【0043】ところで、図4に示すように、上述したRLL(1, 7) 符号化方法とマークエッジ記録方法の組み合わせにおいては、記録データに基づいて生成されるブリコード出力中の'1'と'1'の間に最低1個の'0'が含まれるので、最小反転幅が2となる。このような、最小反転幅が2となる符号化方法が用いられる場合に、符号間干渉およびノイズ等の影響を受けている再生信号から記録データを復号する方法として、後述するように、4値4状態ビタビ復号方法を適用することができる。

【0044】上述したように、再生信号には、フィルタ部11によって波形等化処理がなされる。ビタビ復号方法の前段としてなされるこのような波形等化処理には、符号間干渉を積極的に利用するパーシャルレスポンス方法が用いられる。この際に用いられる波形等化特性は、一般に $(1+D)^n$ で表されるパーシャルレスポンス特性の内から、記録／再生系の線記録密度およびMTF (Modulation Transfer Function) を考慮して決められる。上述したRLL(1, 7) 符号化方法とマークエッジ記録方法の組み合わせによって記録されたデータに対して、PR(1, 2, 1)を用いる波形等化処理は、4値4状態ビタビ復号方法の前段となる。

【0045】一方、マークエッジ記録方法においては、光磁気ディスク媒体等に対する実際の記録に先立って、上述のRLL符号化等によって符号化された記録データに基づくブリコードが行われる。各時点kにおける記録データ列をa[k]、これに基づくブリコード出力をb[k]とすると、ブリコードは、以下のように行われる。

【0046】

11

形等化器によってなされる、波形等化特性PR(1, 2, 1)での波形等化処理について説明する。但し、以下の説明においては、信号の振幅を規格化せずに、波形等化特性をPR(B, 2A, B)とする。また、ノイズを考慮しない場合の再生信号の値をc[k]と表記する。さらに、ノイズを含む実際の再生信号(すなわち、記録媒体から再生された再生信号)をz[k]と表記する。

【0047】PR(B, 2A, B)は、ある時点kにおける再生信号の値に対して、時点kにおける振幅の寄与が振幅値の2A倍とされ、さらに前後の時点k-1およ\*

$$c[k] = B \times b[k-2] + 2A \times b[k-1] + B \times b[k] \\ - A - B \quad (2)$$

従って、ノイズを考慮しない場合の再生信号c[k]は、A+B, A, -A, -A-Bの内の何れかの値をとることになる。一般に、再生信号の性質を示す方法の1つとして、例えば5個の時点を単位として、再生信号を多数重ね合わせたものをアイパターと称する。この発明を適用することができる光磁気ディスク装置において、PR(B, 2A, B)の下で波形等化処理された実際の再生信号z[k]についてのアイパターの一例を図5に示す。図5から各時点における再生信号z[k]の値は、ノイズによるばらつきを有するが、ほぼ、A+B, A, -A, -A-Bの内の何れかになることが確認できる。後述するように、A+B, A, -A, -A-Bの値は、識別点として用いられる。

【0050】上述したような波形等化処理がなされた再生信号を復号する、ビタビ復号方法の概略は、次のようなものである。ステップ①符号化方法および記録媒体に対する記録方法に基づいて、生じ得る全ての状態を特定する。ステップ②ある時点における各状態を起点として、次の時点において生じ得る全ての状態遷移と、各状態遷移が生じる時の記録データa[k]および再生信号の値c[k]を特定する。

【0051】ステップ①および②の結果として特定された全ての状態および状態遷移と、各状態遷移が生じる時の[記録データの値a[k]／再生信号の値c[k]]を図の形式で表現したものを状態遷移図と称する。後述するように、4値4状態ビタビ復号方法における状態遷移図は、図7に示すようなものである。そして、この状態遷移図に基づく復号動作を行うように、ビタビ復号器13が構成される。

【0052】さらに、ステップ③上述したように、状態遷移図を前提として、記録媒体から各時点kにおいて再生される再生信号z[k]に基づく最尤な状態遷移が選択される。但し、上述したように、z[k]は、ビタビ\*

$$a[k] = 1, a[k-1] = 1, a[k-2] = 1 \quad (3)$$

$$a[k] = 1, a[k-1] = 1, a[k-2] = 0 \quad (4)$$

$$a[k] = 0, a[k-1] = 1, a[k-2] = 1 \quad (5)$$

記録データ列に課されるこのような条件に基づいて、上

12

\*びk+1における振幅の寄与が各々の時点での信号の振幅のB倍とされるものである。従って、再生信号の値の最大値は、時点k-1, k, k+1において何れもバルスが検出される場合である。このような場合には、再生信号の値の最大値は、以下のようなになる。

$$[0048] B + 2A + B = 2A + 2B$$

また、再生信号の値の最小値は0となる。但し、実際の取り扱いにおいては、c[k]として、DC成分のA+Bを差し引いた以下のようなものが用いられる。

10 【0049】

$$c[k] = B \times b[k-2] + 2A \times b[k-1] + B \times b[k] \\ - A - B \quad (2)$$

※復号器13に供給される前段において波形等化されたものである。このような最尤な状態遷移の選択がなされる毎に、選択された状態遷移に対応して、状態遷移図に記載された記録データa[k]の値を復号値とすることによって、記録データに対する最尤復号値系列としての復号データa'[k]を得ることができる。

20 【0053】但し、各時点kにおける復号データ値から、最尤復号値系列とするための構成は、後述するビタビ復号器13中のPMU23である。従って、上述したように、復号データ列a'[k]は、復号エラーが無い場合には、記録データ列a[k]と一致する。上述のステップ①～ステップ③について、以下に詳細に説明する。

【0054】上述のステップ①について説明する。まず、ここで用いられる状態として、ある時点kにおける状態を、時点kおよびそれ以前のプリコード出力を用いて次のように定義する。すなわち、n=b[k]、m=b[k-1]、l=b[k-2]の時の状態をSnmIと定義する。このような定義によって、2^3=8個の状態があると考えられるが、上述したように、実際に生じ得る状態は、符号化方法等に基づいて制限される。

【0055】RLL(1, 7)符号として符号化された記録データ列a[k]においては、'1'と'1'の間に最低1個の'0'が含まれるので、2個以上の'1'が連続することが無い。記録データ列a[k]に課されるこのような条件に基づいてプリコード出力b[k]について一定の条件が課され、その結果として生じ得る状態に制限が加えられる。

【0056】このような制限について具体的に説明する。上述したようにRLL(1, 7)符号化によって生成される記録データ列中に、2個以上の'1'が連続するもの、すなわち以下のものはあり得ない。

【0057】

$$a[k] = 1, a[k-1] = 1, a[k-2] = 1 \quad (3)$$

$$a[k] = 1, a[k-1] = 1, a[k-2] = 0 \quad (4)$$

$$a[k] = 0, a[k-1] = 1, a[k-2] = 1 \quad (5)$$

50 上述の(1)式に従ってb[k]について課される条件に

13

ついて検討すると、S010およびS101の2個の状態は生じ得ないことがわかる。従って、生じ得る状態は、 $2^3 - 2 = 6$ 個である。

【0058】次に、ステップ②について説明する。ある時点jにおける状態を起点として、次の時点j+1において生じ得る状態を求めるためには、時点j+1における記録データの値 $a[j+1]$ が1となる場合、および\*

$$a[j] = 0, a[j-1] = 0, a[j-2] = 0 \quad (7)$$

【 $a[j+1] = '1'$  の時】

この時、 $b[j+1]$ が(1)式に従って以下のように計算される。

【0061】

$$\begin{aligned} b[j+1] &= \text{mod} 2 \{a[j+1] + b[j]\} \\ &= \text{mod} 2 \{1 + 0\} \\ &= 1 \end{aligned} \quad (8)$$

次の時点j+1での状態 $S_{nlm}$ については、 $n = b[j+1]$ ,  $l = b[j]$ ,  $m = b[j-1]$ である。そし※

$$\begin{aligned} c[j+1] &= \{B \times b[j+1] + 2A \times b[j] + B \times b[j-1]\} \\ &\quad - A - B \\ &= \{B \times 1 + 2A \times 0 + B \times 0\} - A - B \\ &= -A \end{aligned} \quad (9)$$

以上のことから、時点jで状態S000である場合において、新たな再生信号値 $c[j+1]$ の値が誤差の範囲内で-Aである時には、状態遷移 $S000 \rightarrow S100$ が生じ、復号データ値として、 $a[j+1]$ の値'1'が得られることがわかる。

【0064】 $[a[j+1] = '0'$  の時]

この時、(1)式に従って、 $b[j+1]$ が以下のように計算される。

【0065】

$$\begin{aligned} b[j+1] &= \text{mod} 2 \{a[j+1] + b[j]\} \\ &= \text{mod} 2 \{0 + 0\} \\ c[j+1] &= \{B \times b[j+1] + 2A \times b[j] + B \times b[j-1]\} \\ &\quad - A - B \\ &= \{B \times 0 + 2A \times 0 + B \times 0\} - A - B \\ &= -A - B \end{aligned}$$

\*0となる場合に分けて調べる必要がある。

【0059】ここでは、時点jにおける状態がS000である場合を例として説明する。上述の(1)式に従って、 $S000$ すなわち $n = b[j] = 0$ ,  $l = b[j-1] = 0$ ,  $m = b[j-2] = 0$ とプリコードされる記録データは、以下の(7)である。

【0060】

$$a[j-2] = 0 \quad (7)$$

※て、(8)から $b[j+1] = 1$ であり、また、 $b[j] = 0$ ,  $b[j-1] = 0$ なので、次の時点j+1における状態は、S100である。従って、 $a[j+1] = '1'$ の場合には、 $S000 \rightarrow S100$ という遷移が生じることが特定できる。

【0062】また、再生信号 $c[j+1]$ の値は、上述の(2)式に従って、次のように計算される。

【0063】

$$c[j+1] = \{B \times b[j+1] + 2A \times b[j] + B \times b[j-1]\} - A - B$$

★=0 (10)

次の時点j+1での状態 $S_{nlm}$ については、 $n = b[j+1]$ ,  $l = b[j]$ ,  $m = b[j-1]$ である。そして、(10)から $b[j+1] = 0$ であり、また、 $b[j] = 0$ ,  $b[j-1] = 0$ なので、次の時点j+1における状態は、S000である。従って、 $a[j+1] = '0'$ の場合には、 $S000 \rightarrow S100$ という遷移が生じることが特定できる。

【0066】また、再生信号 $c[j+1]$ の値は、上述の(2)式に従って、次のように計算される。

★【0067】

$$\begin{aligned} c[j+1] &= \{B \times b[j+1] + 2A \times b[j] + B \times b[j-1]\} - A - B \\ &= \{B \times 0 + 2A \times 0 + B \times 0\} - A - B \\ &= -A - B \end{aligned}$$

以上のことから、時点jで状態S000である場合において、新たな再生信号値 $c[j+1]$ の値が誤差の範囲内で-A-Bである時には、状態遷移 $S000 \rightarrow S000$ が生じ、復号データ値として、 $a[j+1]$ の値'0'が得られることがわかる。

【0068】このようにして、時点jにおけるS000以外の各状態についても、それらを起点として次の時点j+1において生じ得る状態遷移と、そのような各状態遷移が生じる時の記録データ値 $a[j+1]$ および再生信号値 $c[j+1]$ との対応を求めることができる。

【0069】上述したようにして、各状態について、それらを起点として生じ得る状態遷移と、各状態遷移が生じる時の記録データの値および再生信号の値との対応を求め、図の形式に表したもののが図6である。上述の時点

jおよびj+1は、特別の時点ではない。従って、上述

したようにして求まる、生じ得る状態遷移とそれらに伴う記録データの値および再生信号の値との対応は、任意の時点において適用することができる。このため、図6においては、任意の時点kにおいて生じる状態遷移に伴う記録データの値を $a[k]$ と表記し、再生信号の値を $c[k]$ と表記する。

【0070】図6において、状態遷移は、矢印によって表される。また、各矢印に付した符号が【記録データ値 $a[k]$ ／再生信号値 $c[k]$ 】を示している。状態S000、S001、S111およびS110を起点とする状態遷移は、2通り有るのに対して、状態S011およびS100を起点として生じ得る遷移は1通りのみである。

50

## 15

【0071】さらに、図6においてS000とS001は、何れも $a[k] = 1$ に対しては、 $c[k] = -A$ という値を取り、S100に遷移している。一方、 $a[k] = 0$ に対しては、 $c[k] = -A - B$ という値を取り、S000に遷移している。また、S111とS110も同様に、同じ $a[k+1]$ の値について同じ $c[k+1]$ の値を取り、且つ、同じ状態に遷移している。従って、S000とS001をまとめてS0と表現し、S111とS110をまとめてS2と表現することができる。さらに、S011をS3とし、S100をS1と表現することにして、整理したものが図7である。

【0072】上述したように、図7が4値4状態ビタビ復号方法に用いられる状態遷移図である。図7中には、S0～S3の4個の状態、および再生信号 $c[k+1]$ の値として $-A - B$ ,  $-A$ ,  $A$ ,  $A + B$ の4個の値が示されている。状態S0およびS2を起点とする状態遷移は、2通り有るのに対して、状態S1およびS3を起点とする状態遷移は、1通りのみである。

【0073】一方、状態遷移を時間に沿って表現する形式として、図8に示すようなトレス線図が用いられる。図8では、2個の時点間の遷移を示しているが、さらに多数の時点間の遷移を示すこともできる。時間経過に伴い、順次右の時点に遷移していく様子が表現される。従って、水平な矢印は、例えば $S0 \rightarrow S0$ 等の同じ状態への遷移を表し、斜めの矢印は、例えば $S1 \rightarrow S2$ 等の異なる状態への遷移を表すことになる。

【0074】上述したビタビ復号方法のステップ③、すなわち図7に示した状態遷移図を前提として、ノイズを含む実際の再生信号 $z[k]$ から最尤な状態遷移を選択する方法について以下に説明する。

【0075】最尤な状態遷移を選択するためには、まず、ある時点 $k$ における状態について、その状態に至る過程において経由してきた複数時点間の状態遷移の尤度\*

$$L(Sa, k)$$

$$= L(Sp, k-1) + (z[k] - c(Sp, Sa))^2 \quad (12)$$

すなわち、時点 $k-1$ において状態 $Sp$ に至った場合のパスメトリック $L(Sp, k-1)$ と、時点 $k-1$ と時点 $k$ の間で生じる $Sp \rightarrow Sa$ なる状態遷移の尤度 $(z[k] - c(Sp, Sa))^2$ とを加算することによって、パスメトリック $L(Sa, k)$ が計算される。この $(z[k] - c(Sp, Sa))^2$ のような、最新の状態遷移の尤度は、プランチメトリックと称される。但し、ここでのプランチメトリックは、後述するビタビ復号器13中のプランチメトリック計算回路(BMC)20によって計算されるプランチメトリック、すなわち、規格化メトリックに対応するプランチメトリックとは、別のものであることに注意が必要である。

【0080】また、時点 $k$ において状態 $Sa$ である場合\*

$$L(Sa, k)$$

$$= \min |L(Sp, k-1) + (z[k] - c(Sp, Sa))^2|,$$

## 16

\*の和を計算し、さらに、計算された尤度の和を比較して、最尤の復号系列を選択することが必要である。このような尤度の和をパスメトリックと称する。

【0076】パスメトリックを計算するためには、まず、隣接する時点間の状態遷移の尤度を計算することが必要となる。このような尤度の計算は、上述の状態遷移図を参照して、再生信号 $z[k]$ の値に基づいて以下のようになされる。まず、一般的な説明として、時点 $k-1$ において、状態 $Sa$ である場合について考える。この10時、ビタビ復号器31に再生信号 $z[k]$ が入力された場合に、状態 $Sb$ への状態遷移が生じる尤度が次式に従って計算される。但し、状態 $Sa$ および状態 $Sb$ は、図7の状態遷移図に記載されている4個の状態の何れかとする。

【0077】

$$(z[k] - c(Sa, Sb))^2 \quad (12)$$

上式において、 $c(Sa, Sb)$ は、状態 $Sa$ から状態 $Sb$ への状態遷移について、図7の状態遷移図に記載されている再生信号の値である。すなわち、上述の図7において、例えば状態遷移 $S0 \rightarrow S1$ について、 $-A$ と算出されている値である。従って、式(12)は、ノイズを含む実際の再生信号 $z[k]$ の値と、ノイズを考慮せずに計算された再生信号 $c(Sa, Sb)$ の値の間のユークリッド距離となる。ある時点におけるパスメトリックは、その時点に至るまでのこのような隣接時点間の状態遷移の尤度の総和として定義される。

【0078】ところで、時点 $k$ において状態 $Sa$ である場合を考える。この場合に、時点 $k-1$ において状態 $Sa$ に遷移し得る状態を $Sp$ とすれば、パスメトリック $L(Sa, k)$ は、時点 $k-1$ におけるパスメトリックを用いて次式のように計算される。

【0079】

$$- c(Sp, Sa))^2 \quad (13)$$

※に、時点 $k-1$ において状態 $Sa$ に遷移し得る状態が複数個存在することがある。図7においては、状態 $S0$ および $S2$ がこのような場合である。すなわち時点 $k$ において状態 $S0$ である場合に、時点 $k-1$ において状態 $S0$ に遷移し得る状態は、 $S0$ と $S3$ の2個である。また、時点 $k$ において状態 $S2$ である場合に、時点 $k-1$ において状態 $S2$ に遷移し得る状態は、 $S1$ と $S2$ の2個である。一般的な説明として、時点 $k$ において状態 $Sa$ であり、且つ、時点 $k-1$ において状態 $Sa$ に遷移し得る状態が $Sp$ および $Sq$ の2個である場合に、パスメトリック $L(Sa, k)$ は、次式のように計算される。

【0081】

17

すなわち、時点  $k-1$  において状態  $S_p$  であり、 $S_p \rightarrow S_a$  なる状態遷移によって状態  $S_a$  に至った場合と、時点  $k-1$  において状態  $S_q$  であり、 $S_q \rightarrow S_a$  なる状態遷移によって状態  $S_a$  に至った場合の各々について、尤度の和を計算する。そして、各々の計算値を比較し、より小さい値を時点  $k$  における状態  $S_a$  に関するパスマトリック  $L(S_a, k)$  とする。

【0082】このようなパスマトリックの計算を、図7\*

$$L(0, k) = \min \{ L(0, k-1) + (z[k] - c(S_q, S_a))^2, L(3, k-1) + (z[k] + A + B)^2 \} \quad (15)$$

$$L(1, k) = L(0, k-1) + (z[k] + A)^2 \quad (1)$$

6)

$$L(2, k) = \min \{ L(2, k-1) + (z[k] - A - B)^2, L(1, k-1) + (z[k] - A)^2 \} \quad (17)$$

$$L(3, k) = L(2, k-1) + (z[k] - A)^2 \quad (18)$$

上述したように、このようにして計算されるパスマトリックの値を比較して、最尤な状態遷移が選択されれば良い。ところで、最尤な状態遷移を選択するためには、パスマトリックの値そのものを計算しなくても、パスマトリックの値の比較ができれば良い。そこで、実際の4値\*

\*を用いて上述した4値4状態について具体的に適用すると、時点  $k$  における各状態  $S_0, S_1, S_2$  および  $S_3$  についてのパスマトリック  $L(0, k), L(1, k), L(2, k)$  および  $L(3, k)$  は、時点  $k-1$  における各状態  $S_0 \sim S_3$  についてのパスマトリック  $L(0, k-1) \sim L(3, k-1)$  を用いて以下のように計算できる。

【0083】

$$L(0, k) = \min \{ L(0, k-1) + (z[k] + A + B)^2, L(3, k-1) + (z[k] + A)^2 \} \quad (15)$$

$$L(1, k) = L(0, k-1) + (z[k] + A)^2 \quad (1)$$

\*4状態ビタビ復号方法においては、パスマトリックの代わりに以下に定義するような規格化パスマトリックを用いることにより、各時点  $k$  における  $z[k]$  に基づく計算を容易なものとするようになされる。

【0084】

$$m(i, k) = [L(i, k) - z[k]^2 - (A + B)^2] / 2 / (A + B) \quad (19)$$

式(19)を  $S_0 \sim S_3$  の各状態に適用すると、具体的な規格化パスマトリックは、以下のように2乗計算を含まないものとなる。このため、後述する、加算、比較、★

★選択回路 (ACS) 21における計算を容易なものとすることができる。

$$m(0, k) = \min \{ m(0, k-1) + z[k], m(3, k-1) + \alpha \times z[k] - \beta \} \quad (20)$$

$$m(1, k) = m(0, k-1) + \alpha \times z[k] - \beta \quad (21)$$

$$m(2, k) = \min \{ m(2, k-1) - z[k], m(1, k-1) - \alpha \times z[k] - \beta \} \quad (22)$$

$$m(3, k) = m(2, k-1) + \alpha \times z[k] - \beta \quad (23)$$

但し、式(20)～(23)中の  $\alpha$  および  $\beta$  は、以下のようないものである。

これらの各構成要素に対して上述のリードクロック DCK (以下の説明においては、単にクロックと表記する) が供給されることにより、ビタビ復号器13全体の動作タイミングが合わされる。以下、各構成要素について説明する。

【0086】

$$\alpha = A / (A + B) \quad (24)$$

$$\beta = B \times (B + 2 \times A) / 2 / (A + B) \quad (25)$$

このような規格化パスマトリックに基づく4値4状態ビタビ復号方法における状態遷移の条件について図9に示す。上述の4個の規格化パスマトリックの内に、2個から1個を選択する式が2つあるので、 $2 \times 2 = 4$ 通りの条件がある。

【0087】[4値4状態ビタビ復号器の概要] 上述した4値4状態ビタビ復号方法を実現するビタビ復号器13について以下に説明する。図10にビタビ復号器13の全体構成を示す。ビタビ復号器13は、プランチメトリック計算回路(以下、BMCと表記する)20、加算、比較および選択回路(以下、ACSと表記する)21、圧縮およびラッチ回路22およびパスマモリユニット(以下、PMUと表記する)23から構成される。こ

40 BMC 20は、入力される再生信号  $z[k]$  に基づいて、規格化パスマトリックに対応するプランチメトリックの値  $BM_0, BM_1, BM_2$  および  $BM_3$  を計算する。  $BM_0 \sim BM_3$  は、上述の式(20)～(23)の規格化パスマトリックを計算するために必要とされる、以下のようなものである。

【0089】

$$BM_0 = z(k) \quad (26)$$

$$BM_1 = \alpha \times z(k) - \beta \quad (27)$$

$$BM_2 = -z(k) \quad (28)$$

$$BM_3 = -\alpha \times z(k) - \beta \quad (29)$$

この計算に必要な  $\alpha$  および  $\beta$  は、上述の式(24)および(25)に従って BMC 20によって計算される基準

値である。かかる計算は、例えば再生信号  $z[k]$  に基づくエンベロープ検出等の方法で検出され、BMC 20 に供給される識別点  $-A - B$ ,  $-A$ ,  $A$  および  $A + B$  の値に基づいてなされる。

【0090】BM0～BM3の値は、ACS21に供給される。一方、ACS21は、後述するような圧縮およびラッチ回路22から、1クロック前の規格化バスメトリックの値（但し、後述するように圧縮のなされたもの）M0, M1, M2 および M3 を供給される。そして、M0～M3 と、BM0～BM3 を加算して、後述するようにして、最新の規格化バスメトリックの値 L0, L1, L2 および L3 を計算する。M0～M3 が圧縮のなされたものであるため、L0～L3 を計算する際のオーバーフローを避けることができる。

【0091】さらに、ACS21は、最新の規格化バスメトリックの値 L0～L3 に基づいて、後述するように、最尤な状態遷移を選択し、また、選択結果に対応して、バスメモリ23に供給される選択信号 SEL0 および SEL2 を 'High' または 'Low' とする。

【0092】また、ACS21は、L0～L3 を圧縮およびラッチ回路22に供給する。圧縮およびラッチ回路22は、供給される L0～L3 を圧縮した後にラッチする。その後、1クロック前の規格化バスメトリック M0～M3 として ACS21 に供給する。

【0093】この際の圧縮の方法としては、例えば以下に示すように、最新の規格化バスメトリック L0～L3 から、そのうちの1個、例えば L0 を一律に差し引く等の方法が用いられる。

$$M0 = L0 - L0 \quad (30)$$

$$M1 = L1 - L0 \quad (31)$$

$$M2 = L2 - L0 \quad (32)$$

$$M3 = L3 - L0 \quad (33)$$

この結果として、M0 が常に 0 の値をとることになるが、以下の説明においては、一般性を損なわないために、このまま M0 と表記する。式 (30) ～ (33) によって計算される M0～M3 の値の差は、L0～L3 の値の差と等しいものとなる。上述したように、最尤な状態遷移の選択においては、規格化バスメトリック間の値の差のみが問題となる。従って、このような圧縮方法は、最尤な状態遷移の選択結果に影響せずに規格化バスメトリックの値を圧縮し、オーバーフローを防止する方法として有効である。このように、ACS21 と圧縮およびラッチ回路22は、規格化バスメトリックの計算に関するループを構成する。

【0095】上述の ACS21 について、図11を参照してより詳細に説明する。ACS21は、6個の加算器 51, 52, 53, 54, 56, 58 および 2個の比較器 55, 57 から構成される。一方、上述したように ACS21 には、1クロック前の圧縮された規格化バスメトリックの値 M0～M3 および 規格化バスメトリックに

対応するブランチメトリックの値 BM0～BM3 が供給される。

【0096】加算器 51 には、M0 および BM0 が供給される。加算器 51 は、これらを加算して以下のような L00 を算出する。

$$L00 = M0 + BM0 \quad (34)$$

上述したように、M0 は、時点 k-1 において状態 S0 に至った場合に、経由してきた状態遷移の総和に対応する圧縮された規格化バスメトリックである。また、BM0 は、時点 k において入力される再生信号  $z[k]$  に基づいて上述の (26) 式に従って計算されるもの、すなわち  $z[k]$  の値そのものである。従って、式 (34) の値は、上述したような圧縮の作用の下に、上述の式 (20) 中の  $m(0, k-1) + z[k]$  の値を計算したものとなる。すなわち、時点 k-1 において状態 S0 であり、時点 k における状態遷移  $S0 \rightarrow S0$  によって最終的に状態遷移 S0 に至った場合に対応する計算値である。

【0098】一方、加算器 52 には、M3 および BM1 が供給される。加算器 51 は、これらを加算して以下のような L30 を算出する。

$$L30 = M3 + BM1 \quad (35)$$

上述したように、M3 は、時点 k-1 において状態 S3 に至った場合に、経由してきた状態遷移の総和に対応する、圧縮された規格化バスメトリックである。また、BM1 は、時点 k において入力される再生信号  $z[k]$  に基づいて上述の (27) 式に従って計算されるもの、すなわち  $\alpha \times z[k] - \beta$  である。従って、式 (35) の値は、上述したような圧縮の作用の下に、上述の式 (20) 中の  $m(3, k-1) + \alpha \times z[k] - \beta$  の値を計算したものとなる。すなわち、時点 k-1 において状態 S3 であり、時点 k における状態遷移  $S3 \rightarrow S0$  によって最終的に状態遷移 S0 に至った場合に対応する計算値である。

【0100】上述の L00 および L30 は、比較器 55 に供給される。比較器 55 は、L00 および L30 の値を比較し、小さい方を最新の規格化バスメトリック L0 とすると共に、選択結果に応じて、上述したように選択信号 SEL0 の極性を切替える。このような構成は、式 (20) において、最小値が選択されることに対応するものである。すなわち、 $L00 < L30$  の場合（この時は、 $S0 \rightarrow S0$  が選択される）に、L00 を L0 として出力し、且つ、SEL0 を例えば 'Low' とする。また、 $L30 < L00$  の場合（この時は、 $S3 \rightarrow S0$  が選択される）には、L30 を L0 として出力し、且つ、SEL0 を例えば 'High' とする。SEL0 は、後述するように、状態 S0 に対応する A型バスメモリ24に供給される。

【0101】このように、加算器 51, 52 および 比較器 55 は、上述の式 (20) に対応して、 $S0 \rightarrow S0$  と

$S_3 \rightarrow S_0$  の内から、時点  $k$  における状態遷移として最尤なものを選択する動作を行う。そして、選択結果に応じて、最新の規格化バスメトリック  $L_0$  および選択信号  $SEL_0$  を出力する。

【0102】また、加算器 56 には、 $M_0$  および  $BM_1$  が供給される。加算器 51 は、これらを加算して以下のような  $L_1$  を算出する。

$$[0103] L_1 = M_0 + BM_1 \quad (36)$$

上述したように、 $M_0$  は、時点  $k-1$  において状態  $S_0$  に至った場合に、経由してきた状態遷移の総和に対応する圧縮された規格化バスメトリックである。また、 $BM_1$  は、時点  $k$  において入力される再生信号  $z[k]$  に基づいて上述の (27) 式に従って計算されるもの、すなわち  $\alpha \times z[k] - \beta$  である。従って、式 (36) の値は、上述したような圧縮の作用の下に、上述の式 (21) の右辺  $m(0, k-1) + \alpha \times z[k] - \beta$  の値を計算したものとなる。

【0104】すなわち、時点  $k-1$  において状態  $S_0$  であり、時点  $k$  における状態遷移  $S_0 \rightarrow S_1$  によって最終的に状態遷移  $S_1$  に至った場合に対応する計算値である。式 (21) が値の選択を行わないことに対応して、加算器 56 の出力がそのまま最新の規格化バスメトリック  $L_1$  とされる。

【0105】加算器 53 には、 $M_2$  および  $BM_2$  が供給される。加算器 53 は、これらを加算して以下のような  $L_2$  を算出する。

$$[0106] L_2 = M_2 + BM_2 \quad (37)$$

上述したように、 $M_2$  は、時点  $k-1$  において状態  $S_2$  に至った場合に、経由してきた状態遷移の総和に対応する圧縮された規格化バスメトリックである。また、 $BM_2$  は、時点  $k$  において入力される再生信号  $z[k]$  に基づいて上述の (28) 式に従って計算されるもの、すなわち  $-z[k]$  である。従って、式 (37) の値は、上述したような圧縮の作用の下に、上述の式 (22) 中の  $m(2, k-1) - z[k]$  の値を計算したものとなる。すなわち、時点  $k-1$  において状態  $S_2$  であり、時点  $k$  における状態遷移  $S_2 \rightarrow S_2$  によって最終的に状態遷移  $S_2$  に至った場合に対応する計算値である。

【0107】一方、加算器 54 には、 $M_1$  および  $BM_3$  が供給される。加算器 53 は、これらを加算して以下のような  $L_1$  を算出する。

$$[0108] L_1 = M_1 + BM_3 \quad (38)$$

上述したように、 $M_1$  は、時点  $k-1$  において状態  $S_1$  に至った場合に、経由してきた状態遷移の総和に対応する圧縮された規格化バスメトリックである。また、 $BM_3$  は、時点  $k$  において入力される再生信号  $z[k]$  に基づいて上述の (29) 式に従って計算されるもの、すなわち  $\alpha \times z[k] - \beta$  である。従って、式 (38) の値は、上述したような圧縮の作用の下に、上述の式 (22) 中の  $m(1, k-1) - \alpha \times z[k] - \beta$  の値

を計算したものとなる。すなわち、時点  $k-1$  において状態  $S_1$  であり、時点  $k$  における状態遷移  $S_1 \rightarrow S_2$  によって最終的に状態遷移  $S_2$  に至った場合に対応する計算値である。

【0109】上述の  $L_2$  および  $L_1$  は、比較器 57 に供給される。比較器 57 は、 $L_2$  および  $L_1$  の値を比較し、小さい方を最新の規格化バスメトリック  $L_2$  とすると共に、選択結果に応じて、上述したように選択信号  $SEL_2$  の極性を切替える。このような構成は、式 10 (22) において、最小値が選択されることに対応するものである。

【0110】すなわち、 $L_2 < L_1$  の場合 (この時は、 $S_2 \rightarrow S_2$  が選択される) に、 $L_2$  を  $L_2$  として出力し、且つ、 $SEL_2$  を例えば 'Low' とする。また、 $L_1 < L_2$  の場合 (この時は、 $S_1 \rightarrow S_2$  が選択される) には、 $L_1$  を  $L_2$  として出力し、且つ、 $SEL_2$  を例えば 'High' とする。 $SEL_2$  は、後述するように、状態  $S_2$  に対応する A 型バスメモリ 26 に供給される。

【0111】このように、加算器 53、54 および比較器 57 は、上述の式 (22) に対応して、 $S_1 \rightarrow S_2$  と  $S_2 \rightarrow S_2$  の内から、時点  $k$  における状態遷移として最尤なものを選択する。そして、選択結果に応じて、最新の規格化バスメトリック  $L_2$  および選択信号  $SEL_2$  を出力する。

【0112】また、加算器 58 には、 $M_2$  および  $BM_3$  が供給される。加算器 58 は、これらを加算して以下のような  $L_3$  を算出する。

$$[0113] L_3 = M_2 + BM_3 \quad (39)$$

上述したように、 $M_2$  は、時点  $k-1$  において状態  $S_2$  に至った場合に、経由してきた状態遷移の総和に対応する圧縮された規格化バスメトリックである。また、 $BM_3$  は、時点  $k$  において入力される再生信号  $z[k]$  に基づいて上述の (29) 式に従って計算されるもの、すなわち  $-\alpha \times z[k] - \beta$  である。従って、式 (39) の値は、上述したような圧縮の作用の下に、上述の式 (23) の右辺  $m(2, k-1) + \alpha \times z[k] - \beta$  の値を計算したものとなる。

【0114】すなわち、時点  $k-1$  において状態  $S_0$  であり、時点  $k$  における状態遷移  $S_2 \rightarrow S_3$  によって最終的に状態遷移  $S_3$  に至った場合に対応する計算値である。式 (23) が値の選択を行わないことに対応して、加算器 58 の出力がそのまま最新の規格化バスメトリック  $L_3$  とされる。

【0115】上述したようにして、 $ACS_2$  が出力する  $SEL_0$  および  $SEL_2$  に従って、バスメモリユニット (以下、PMU と表記する) 23 が動作することによって、記録データ  $a[k]$  に対する最尤復号系列としての復号データ  $a'[k]$  が生成される。PMU 23 は、図 7 に示した 4 個の状態間の状態遷移に対応するため

に、2個のA型バスメモリおよび2個のB型バスメモリから構成される。

【0116】A型バスメモリは、その状態に至る遷移として2つの遷移（すなわち、自分自身からの遷移と、他の1個の状態からの遷移）を有し、且つ、その状態を起点とする2つの遷移（すなわち、自分自身に至る遷移と他の1個の状態に至る遷移）を有する状態に対応するための構成とされる。従って、A型バスメモリは、図7に示した4個の状態の内、S0およびS2に対応するものである。

【0117】一方、B型バスメモリは、その状態に至る遷移が1つのみであり、且つ、その状態を起点とする遷移が1つのみである状態に対応するための構成とされる。従って、B型バスメモリは、図7に示した4個の状態の内、S1およびS3に対応するものである。

【0118】これら2個のA型バスメモリおよび2個のB型バスメモリが図7に示した状態遷移図に従う動作を行うために、PMU23において、図10に示すような復号データの受渡しがなされるよう構成される。すなわち、A型バスメモリ24がS0に対応し、A型バスメモリ26がS2に対応する。また、B型バスメモリ25がS1に対応し、また、B型バスメモリ27がS3に対応する。

【0119】このように構成すれば、S0を起点として生じ得る状態遷移がS0→S0およびS0→S1であり、S2を起点として生じ得る状態遷移がS2→S2およびS2→S3であることに合致する。また、S1を起点として生じ得る状態遷移がS1→S2のみであり、S3を起点として生じ得る状態遷移がS3→S0のみであることにも合致する。

【0120】A型バスメモリ24について、その詳細な構成を図12に示す。A型バスメモリ24は、バスメモリ長に対応する個数のフリップフロップとセレクタを、交互に接続したものである。図10には、14ビットのデコードデータ長に対応する構成を示した。すなわち、14個のセレクタ311～3114および15個のフリップフロップ300～3014を有するものである。セレクタ311～3114は、何れも2個のデータを受取り、その内の1個を選択的に後段に供給するものである。また、フリップフロップ300～3014にクロックが供給されることにより、A型バスメモリ24全体の動作タイミングが合わされる。

【0121】図7を用いて上述したように、状態S0に至る遷移は、S0→S0すなわち自分自身から継承する遷移、およびS3→S0である。このような状況に対応する構成として、各セレクタは、前段のフリップフロップから供給されるデータすなわちS0→S0に対応する復号データと、状態S3に対応するB型バスメモリ27から供給されるデータすなわちS3→S0に対応する復号データPM3とを受取る。

【0122】さらに、各セレクタは、ACS21からSEL0を供給される。そして、SEL0の極性に応じて、供給される2個の復号データの内の方を後段のフリップフロップに供給する。また、このようにして後段のフリップフロップに供給される復号データは、状態S1に対応するB型バスメモリ25にもPM0として供給される。

【0123】すなわち、例えばセレクタ3114は、前段のフリップフロップ3013から供給されるデータと、B型バスメモリ27から供給される14ビットからなるPM3の14番目のビット位置のデータとを受取る。そして、これら2個のデータの内から以下のようにして選択したデータを、後段のフリップフロップ3014に供給する。上述したようにSEL0は、選択結果に応じて、'Low'または'High'とされる。

【0124】SEL0が例えば'Low'の時は、前段のフリップフロップ3013からのデータが選択されるようになされる。また、SEL0が例えば'High'の時は、PM3の14番目のビット位置のデータが選択されるようになされる。選択されたデータは、後段のフリップフロップ3014に供給され、また、PM0の14番目のビット位置のデータとして、状態S1に対応するB型バスメモリ25に供給される。

【0125】A型バスメモリ24中の他のセレクタ311～3113においても、SEL0の極性に応じて、同様な動作が行われる。従って、A型バスメモリ24全体としては、SEL0が例えば'Low'の時は、A型バスメモリ24中で、各々のフリップフロップがその前段に位置するフリップフロップのデータを継承するシリアルシフトを行う。また、SEL0が例えば'High'の時は、B型バスメモリ27から供給される14ビットからなる復号データPM3を継承するパラレルロードを行う。何れの場合にも、継承される復号データは、B型バスメモリ25に14ビットの復号データPM0として供給される。

【0126】また、最初の処理段となるフリップフロップ300には、クロックに同期して常に'0'が入力される。かかる動作は、S0に至る状態遷移S0→S0とS2→S0の何れにおいても、図7に示すように、復号データが'0'なので、最新の復号データは、常に'0'となることに対応している。

【0127】上述したように、S2に対応するA型バスメモリ26についても、構成自体は、A型バスメモリ24と全く同様である。但し、ACS21から入力される選択信号は、SEL2である。また、図6に示すように状態S2に至る遷移としては、S2→S2すなわち自分自身から継承する遷移と、S1→S2とがある。このため、状態S1に対応するB型バスメモリ25からPM1を供給される。さらに、状態S2を起点として生じ得る状態がS2すなわち自分自身と、S3であることに対応して、状態S3に対応するB型バスメモリ27にPM2

を供給する。

【0128】また、S2に対応するA型バスメモリ26においても、最初の処理段となるフリップフロップには、クロックに同期して常に'0'が入力される。かかる動作は、S2に至る状態遷移S2→S2とS1→S0の何れにおいても、図7に示すように、復号データが'0'なので、最新の復号データは、常に'0'となることに対応している。

【0129】他方、B型バスメモリ25について、その詳細な構成を図13に示す。B型バスメモリ25は、バスメモリ長に対応する個数のフリップフロップを接続したものである。図13には、14ビットのデコードデータ長に対応する構成を示した。すなわち、15個のフリップフロップ320～3214を有するものである。フリップフロップ320～3214にクロックが供給されることにより、B型バスメモリ25全体の動作タイミングが合わされる。

【0130】各フリップフロップ321～3214には、状態S0に対応するA型バスメモリ24から、14ビットの復号データがPM0として供給される。例えば、フリップフロップ321には、PM0の1ビット目が供給される。各フリップフロップ321～3214は、供給された値を1クロックの間保持する。そして、状態S2に対応するA型バスメモリ26に、14ビットの復号データPM1として出力する。例えば、フリップフロップ321は、PM1の2ビット目を出力する。

【0131】B型バスメモリ25中の他のセレクタ321～3213においても、同様な動作が行われる。従って、B型バスメモリ25全体としては、A型バスメモリ24から供給される14ビットからなる復号データPM0を受取り、またA型バスメモリ26に14ビットからなる復号データPM1を供給する。

【0132】また、フリップフロップ320には、クロックに同期して常に'1'が入力される。かかる動作は、図7に示したように、最新の状態遷移がS0→S1である場合に復号データが'1'であることに対応している。

【0133】また、上述のように、状態S3に対応するB型バスメモリ27についても、B型バスメモリ25と全く同様な構成とされる。但し、図7に示すように状態S3に至る遷移は、S2→S3なので、状態S2に対応するA型バスメモリ26からPM2を供給される。さらに、状態S3を起点として生じ得る状態がS0であることに対応して、状態S0に対応するA型バスメモリ24にPM3を供給するようになされる。B型バスメモリ27においても、最初の処理段となるフリップフロップには、クロックに同期して常に'1'が入力される。かかる動作は、図7に示したように、最新の状態遷移がS2→S3である場合に復号データが'1'であることに対応している。

【0134】上述したようにして、PMU23中の4個

のバスメモリは、各々復号データを生成する。このようにして生成される4個の復号データは、常に正確なビタビ復号動作がなされる場合には、互いに一致することになる。ところで、実際のビタビ復号動作においては、4個の復号データに不一致が生じることも起こり得る。このような不一致は、再生信号に含まれるノイズの影響等により、上述の識別点AおよびBを検出する際に誤差が生じる等の要因により、ビタビ復号動作が不正確なものとなることによって生じる。

【0135】一般に、このような不一致が生じる確率は、再生信号の品質に対応してバスメモリの処理段数を充分に大きく設定することによって減少させることができる。すなわち、再生信号のC/N等の品質が良い場合には、バスメモリの処理段数が比較的小さくても復号データ間の不一致が生じる確率は小さい。これに対して、再生信号の品質が良くない場合には、上述の不一致が生じる確率を小さくするためには、バスメモリの処理段数を大きくする必要がある。

【0136】再生信号の品質に対してバスメモリの処理段数が比較的小さくして、復号データ間の不一致が生じる確率を充分に低くすることができない場合には、4個の復号データから、例えば多数決等の方法によって、より的確なものを選択するような、図示しない構成がPMU23中の4個のバスメモリの後段に設けられる。

【0137】〔4値4状態ビタビ復号方法以外のビタビ復号方法〕上述した4値4状態ビタビ復号方法は、フィルタ部11において用いられる波形等化特性がPR(1, 2, 1)であり、且つ、記録データとしてRLL(1, 7)符号が採用される場合に用いられる。例えば、ISOで標準化が進められている記録線密度0.40μm, レーザ波長685nm, NA=0.55の場合には、波形等化特性をPR(1, 2, 1)とし、4値4状態ビタビ復号方法を用いることが最適となる。他方、波形等化特性または記録データを生成するための符号化方法に応じて、他の種類のビタビ復号方法が用いられることがある。

【0138】例えば、波形等化特性がPR(1, 1)であり、且つ、記録データとしてRLL(1, 7)符号が用いられる場合には、3値4状態ビタビ復号方法が用いられる。また、波形等化特性がPR(1, 3, 3, 1)であり、且つ、記録データとしてRLL(1, 7)符号が用いられる場合には、7値6状態ビタビ復号方法が用いられる。このようなビタビ復号方法の内、何れを用いるかを選択するための要素の1つとなる波形等化特性は、再生信号上の符号間干渉に適合する程度が良いものが採用される。従って、上述したように、線記録密度およびMTFを考慮して最適なものとされる。

【0139】また、波形等化特性の理論値からのずれ、および再生信号の振幅変動、非対称歪等によって、識別点の値が理論と異なる場合もある。このような場合を考

慮して、ビタビ復号方法を修正して用いることも行われる。例えば4値4状態ビタビ復号方法において、波形等化特性を正確にPR(1, 2, 1)とすることは困難である点を考慮して、後述するように6個の識別点を前提とした6値4状態ビタビ復号方法が用いられることがある。

【0140】上述した光磁気ディスク装置の一例においては、セクタフォーマット上のVFOフィールドに記録されている2Tパターンから再生される2T信号に基づいて、PLL部14がアナログ的にPLLにロックを掛ける周波数ロックモードが用いられている。

【0141】これに対して、この発明は、PLLにロックを掛ける方法としてMSB判定モードやそれを応用した方法を用いる場合を前提とし、再生RF信号が大きなDCオフセットを有する場合にも、位相エラー信号検出ポイント（後述するように位相エラー信号検出ポイントはオフセットエラー信号検出ポイントとしても用いられるので、以下、位相エラー信号検出ポイントを単にエラー信号検出ポイントと表記する）を得易くしたものである。

【0142】まず、MSB判定モード等についてその概要を説明する。ここでは、第4世代5.25インチ光磁気ディスク装置等において行われる、6値4状態の状態遷移図を前提としたビタビ復号を行う場合について説明する。すなわち、図7に示した状態遷移図の代わりに図14に示す状態遷移図を前提とする。図14では、状態データ値の表現方法と同様の2ビットでの表現を用いている。従って、図7中のS0, S1, S2, S3をそれぞれS00, S01, S11, S10と表記している。また、各状態遷移を示す矢印に付した符号は、〔復号値/識別点の値〕を示している。なお、各状態遷移に対応するP, Q, R, S, T, Uについては後述する。

【0143】なお、6値4状態の状態遷移図を用いるのは、実際の光磁気ディスク装置等においては、理想通りのパーシャルレスポンス特性、すなわち上述したPR(B, 2A, B)を得ることが難しく、非対称なパーシャルレスポンス特性PR( $\alpha, \beta, \gamma$ )を用いる方がより妥当であることに基づく。すなわち、記録時にRL(1, 7)符号化等のRLmin=2となる符号化を行い、且つ、再生時のパーシャルレスポンス特性がPR( $\alpha, \beta, \gamma$ )である場合には、識別点の値が6種類（図14中のC001, C011, C110, C101, C000およびC111）あることになり、6値4状態となる。

【0144】次に、図15に、MSB判定モードを行う光磁気ディスク装置の一例を示す。図15において、図1中の構成要素と同様の構成要素には、同一の符号を付した。また、記録系およびサーボ系等について図示を省略したが、例えば図1等を参照して上述した光磁気ディスク装置の一例と同様なものとすれば良い。

【0145】A/D変換器12の出力である、再生RF信号のA/D変換値z[k]は、ビタビ復号器230と、シフトレジスタ207とに供給される。それと共に、A/D変換値z[k]のMSB(Most Significant Bit)がタイミングジェネレータ200に供給される。ビタビ復号器230は、A/D変換値z[k]に基づいて最尤な状態遷移を選択し、選択した状態遷移に基づいて復号データを生成し、この復号データをコントローラ2に供給する。また、シフトレジスタ207は、A/D変換値z[k]を所定時間保持し、その後、位相誤差およびオフセット検出(Phase Error and Offset, 以下、PEOと表記する)ブロック106に供給する。このため、PEOブロック106は、所定時間遅延したA/D変換値z[k-p]を受取ることになる。

【0146】一方、タイミングジェネレータ200は、後述するように、A/D変換値z[k]のMSBの変化('1' → '0' または '0' → '1')が生じる時点を検出することによって位相エラー信号の生成に必要なサンプリングを行う6種類のサンプリング信号GP, GQ, GR, GS, GT, GUを生成し、生成したサンプリング信号をPEOブロック106に供給する。

【0147】PEOブロック106は、後述するように、サンプリング信号に従って再生RF信号値z[k]からサンプリングを行う。そして、サンプリング値に基づいて後述するような規格化された位相エラー信号PEを生成し、この規格化された位相エラー信号PEをD/A変換器108に供給する。D/A変換器108は、供給される信号をD/A変換し、フィルタ109を介してVCO110に供給する。このようにして、VCO110の周波数が位相エラー信号PEによって制御されることにより、リードクロックDCKが生成される。

【0148】リードクロックDCKは、A/D変換器12、ビタビ復号器230、タイミングジェネレータ200、シフトレジスタ207、PEOブロック106、D/A変換器108、コントローラ2等に供給される。これらの各構成要素の動作タイミングは、リードクロックDCKに従うものとされる。

【0149】以下、サンプリング信号GP, GQ, GR, GS, GT, GUの生成、およびそれに関連する位相エラー信号の生成についてより詳細に説明する。MSB判定モードでは、再生RF信号の立ち上がり、立ち下がりのタイミングをA/D変換値のMSBが変化するタイミングに基づいて判定するようになされている。例えばA/D変換器12が2の補数表示である場合には、MSBが'1' → '0'に変わる際に再生RF信号の立ち上がり、MSBが'0' → '1'に変わる際に再生RF信号の立ち上がり、がそれぞれ生じていることが判定できる。

【0150】サンプリング信号の生成について図16を参照して具体的に説明する。図16Aは、再生RF信号

の一例を示している。ここで、A/D変換器12における、クロックに従うサンプリング点に黒丸を付して示した。また、再生RF信号の下方に、各時点において選択される状態を示す。

【0151】MSBの'0' →'1'への変化が検出された時点の1クロック前の時点の再生信号値が立ち上がり時点のサンプリング値Pと認識できるので、Pの値をサンプリングするために立ち上がり時点から略1クロック幅のサンプリング信号G<sub>P</sub>が設定される(図16C参照)。さらに、立ち上がり時点の1クロック後の時点のサンプリング値をQと認識できるので、Qの値をサンプリングするために、G<sub>P</sub>から略1クロック遅延したサンプリング信号G<sub>Q</sub>を設定する(図16D参照)。

【0152】一方、MSBの'1' →'0'への変化が検出された時点の1クロック前の時点の再生信号値を立ち下がり時点のサンプリング値Rと認識できるので、Rの値をサンプリングするために立ち上がり時点から略1クロック幅のサンプリング信号G<sub>R</sub>が設定される(図16E参照)。さらに、立ち上がり時点の1クロック後の時点のサンプリング値をSと認識できるので、Sの値をサンプリングするために、G<sub>R</sub>から略1クロック遅延したサンプリング信号G<sub>S</sub>を設定する(図16F参照)。

【0153】以上のようにしてサンプリングされるサンプリング値P, Q, R, Sの値に基づいて、例えば、以下のような計算式により、MSB判定モードにおける位相エラーPEを得ることができる。

$$PE = |(P - S) + (Q - R)|$$

PEOブロック106が式(41)によって計算される規格化された位相エラー信号PEを生成する。規格化された位相エラー信号PEを使用してPLLをロックさせるようにすれば、再生RF信号の振幅を気にせずにPLLのループ帯域を決めることができる。

【0158】また、MSB判定モードには、特にPLLの周波数引き込み過程において、フォールスロック、すなわちVCOの周波数が再生RF信号の周波数に完全に一致していないにも関わらず、位相エラー信号PEの時間平均値がゼロとなってPLLのロックが完了したものとして扱われてしまう現象が生じる可能性が内在している。この問題に対処するために、位相エラー信号PEの極性とその微分信号の極性とが一致する場合にMSB判定モードにおける位相エラー信号PEの値をそのまま使用し、それ以外の場合には位相エラー信号PEの値をゼロとするようにしたMuteモードを用いることが有効である。

【0159】Muteモードは、主にPLLの周波数引き込み過程において使用される。更に、周波数引き込み過程が完了した後に通常のMSB判定モード等に移行する等の制御を行うことによって、フォールスロックを回避しつつ、安定なPLLのロックを実現することができる。なお、微分信号の値が所定の範囲内の値をと

## \*【0154】

$$PE = (P - S) + (Q - R) \quad (40)$$

式(40)に従って算出される位相エラー信号PEは再生RF信号の振幅に依存するので、再生RF信号の振幅を適切に管理しないとPLLが不安定になるという問題がある。かかる問題に対処するために、位相エラー信号を再生RF信号の振幅で規格化する以下のような処理を行うことが有効である。

【0155】6値4状態ビタビ復号方法においては、再生RF信号の立上がり、立下がり以外のタイミングにおいて、再生RF信号の最大振幅値または最小振幅値の何れかがサンプリングされる。すなわち、P, Q, R, Sを取込むためのサンプリング時点以外の時点でのサンプリング値は、以下のような値であることがわかる。まず、サンプリングされた時点でのMSBが'0'ならば、かかるサンプリング値が再生RF信号の最小振幅値Tである。また、サンプリングされた時点でのMSBが'1'ならば、かかるサンプリング値が再生RF信号の最大振幅値Uである。

【0156】このようにしてサンプリングされるTおよびUの値を用いて位相エラー信号を規格化することができる。すなわち、例えば以下のような計算式により、MSB判定モードにおける規格化された位相エラー信号PEを得ることができる。

## 【0157】

$$PE = (U - T) / (U - T) \quad (41)$$

る場合以外において位相エラー信号PEの値をゼロとする等の条件をさらに課すことによって、周波数引き込み

過程をより迅速に行うようにしても良い。なお、上述の説明から明らかのように、Muteモードにおけるエラー信号検出ポイントは、MSB判定モードと同様なものとなる。

【0160】この発明は、上述したようなMSB判定モードやその応用であるMuteモード等を行なう場合に、PEO106に簡単な回路を付加する構成により、再生RF信号が大きなDCオフセットを有する場合にもエラー信号検出ポイントが得られる頻度の大幅な低下を防止するようにしたものである。

【0161】DCオフセットについて以下に説明する。一般に、光ディスクの再生系においては、光学的な特性(MTF)のためにDCオフセットが生じる。CD(compact Disk)等においては、DCオフセットが平均的にゼロとなるような変調方式を採用しているのでDCオフセットは問題とならないが、例えばISO標準の5.25インチ光磁気ディスク等においては、再生RF信号にDCオフセットが含まれる。このようなDCオフセットがある場合、再生RF信号は平均的にその分のDCオフセットを有することになる。

【0162】また、再生RF信号のデータパターンによ

31

ってDCオフセットは変動する。例えば、マーク部分が短くスペース部分が長いデータパターンと、反対にマーク部分が長くスペース部分が短いデータパターンが繰り返された場合等に、DCオフセットが大きく変動する。さらに、光磁気ディスク等の基板製造時に力学的な歪が生じたことによって光学的な複屈折が生じ、再生RF信号のDCレベルが変動する場合もある。

【0163】このようにして生じるDCオフセットおよびそのゆらぎは、復号データのエラーレートの劣化の要因となることがある。この点について具体的に説明する。図15中のA/D変換器12の前段において、DCオフセットおよびそのゆらぎの影響分をも含めた再生RF信号の全体がA/D変換器12のダイナミックレンジに収まるように振幅が制御される。より具体的にはビタビ復号器230の前段で以下のような処理がなされる。

【0164】すなわち、ビタビ復号器230による2値化処理(復号処理)を行うための信号を得るために、フィルタ部11内のイコライザによってパーシャルレスポンス特性に波形制御した後にA/D変換器12によってA/D変換を行ってビタビ復号器230にA/D変換値を供給するか、または、A/D変換器12によるA/D変換処理をほどこされてなる信号をトランスマッサルフィルタ等のデジタルフィルタによってパーシャルレスポンス特性に波形制御し、波形制御した信号をビタビ復号器230に供給する等の処理が行われる。

【0165】何れの処理においても、DCオフセットの変動がある場合にはDCオフセットの変動を含めた再生RF信号が全体としてA/D変換器12のダイナミックレンジに収まるようにする必要がある。従って、DCオフセットの変動が大きくなると、実際の再生RF信号のピクトゥーピーク値がA/D変換器12のダイナミックレンジに対して小さくなるので、再生RF信号の波形に対するA/D変換器12の分解能は小さくなる。このことにより、ビタビ復号器230の復号精度が低下する。

【0166】従って、ビタビ復号器を用いて再生RF信号の2値化を行う場合、DCオフセットの変動をキャンセルする処理が必要となる。このような処理について説明する。まず、DCオフセットがゼロで無信号の時の再生RF信号のA/D変換値がダイナミックレンジの中央に来るよう設定し、これを基準値とする。A/D変換コードを2の補数表現で表し、基準値をゼロとすると、DCオフセット値は、サンプリング値の総平均で表すことができる。

【0167】但し、サンプリング値の総平均によってではなく、MSB判定モード等におけるエラー信号検出ポイントでサンプリングされるサンプリング値の内の所定のものに基づいてDCオフセット値を計算するようにしても良い。すなわち、6値4状態における6値の内、ピクトゥーピーク値を除いた4値P, Q, R, Sの平均によってDCオフセット値を表すことができる。すなわ

32

ち、例えば(P+Q+R+S)の値を計算することによって、DCオフセット値を計算することができる(より厳密には(P+Q+R+S)の値の1/4がDCオフセット値である)。

【0168】このようなDCオフセット値の計算は、例えば、MSB判定モードにおける位相エラー信号PEを生成するための上述した計算式(40)において、減算項を加算項に変更したものに従って行けば良い。後述するように、この発明の一実施形態におけるPEO206は、そのような計算を実現する構成を有する。

【0169】以下、光磁気ディスク装置にこの発明を適用したこの発明の一実施形態について説明する。図17に、この発明の一実施形態の全体的な構成を示す。図1および図15等を参照して上述した光磁気ディスク装置の例と同様の構成要素には、同一の符号を付した。また、記録系およびサーボ系等については図示を省略したが、例えば上述した光磁気ディスク装置の一例と同様なものとすれば良い。また、この発明の他の実施形態においても、上述したこの発明の一実施形態と同様に、上述した6値4状態が前提とされる。

【0170】この発明の一実施形態では、A/D変換器12の前段となる位置に、再生RF信号のDCオフセットを制御するオフセットフィードバック回路210が設けられている。A/D変換器12の出力である、再生RF信号のA/D変換値z[k]は、ビタビ復号器230と、シフトレジスタ207とに供給される。それと共に、A/D変換値z[k]のMSBがタイミングジェネレータ200および強制オフセットエラー信号発生ブロック(Forced Offset Error、以下FOEと表記する)ブロック208に供給される。

【0171】ビタビ復号器230は、再生RF信号のA/D変換値z[k]に基づいて最尤な状態遷移を選択し、選択した状態遷移に基づいて復号データを生成し、この復号データをコントローラ2に供給する。また、シフトレジスタ207は、再生RF信号値z[k]を所定時間保持し、その後PEOブロック207に供給する。このため、PEOブロック207は、所定時間遅延したA/D変換値z[k-p]を受取ることになる。

【0172】一方、タイミングジェネレータ200は、図16等を参照して上述したように、MSBの変化が生じる時点を検出することによって位相エラー信号およびオフセットエラー信号の生成に必要なサンプリングを行うためのサンプリングポイントを示す6種類のサンプリング信号G<sub>P</sub>, G<sub>Q</sub>, G<sub>R</sub>, G<sub>S</sub>, G<sub>T</sub>, G<sub>U</sub>を生成し、生成したサンプリング信号をPEOブロック206とFOEブロック208に供給する。但し、FOEブロック208には、ピクトゥーピーク値以外の4種類の値を取込むための4種類のサンプリング信号G<sub>P</sub>, G<sub>Q</sub>, G<sub>R</sub>, G<sub>S</sub>が供給されれば良い。

【0173】PEOブロック206は、供給されるサン

プリング信号に従って再生RF信号値 $z$  [k] からサンプリングを行う。そして、サンプリング値に基づいて、位相エラー信号PEとオフセットエラー信号OEとを生成する。位相エラー信号PEがD/A変換器108に供給され、また、オフセットエラー信号OEがFOEブロック208に供給される。

【0174】D/A変換器108は、供給される信号をD/A変換し、フィルタ109を介してVCO110に供給する。VCO110の周波数が位相エラー信号PEによって制御されることにより、リードクロックDCKが生成される。リードクロックDCKは、A/D変換器12、ビタビ復号器230、タイミングジェネレータ200、シフトレジスタ207、PEOブロック206、D/A変換器108、コントローラ2等に供給される。これらの各構成要素の動作タイミングは、リードクロックDCKに従うものとされる。

【0175】一方、FOEブロック208は、タイミングジェネレータ200から供給される4種類のサンプリング信号 $G_P$ ,  $G_Q$ ,  $G_R$ ,  $G_S$ を参照して、PEOブロック206から供給されるオフセットエラー信号OEと、再生RF信号のDCオフセットを小さくする制御がなされるためのオフセットエラー信号（かかるオフセットエラー信号としては後述するように2種類のものが输出され得るが、その何れを出力するかはA/D変換器12から供給されるMSBを参照して選択される）の内的一方を選択してD/A変換器209に供給する。

【0176】D/A変換器209は、供給される信号にD/A変換を施してオフセットフィードバック信号を生成し、オフセットフィードバック回路210に供給する。オフセットフィードバック回路210は、供給されるオフセットフィードバック信号に従って、再生RF信号のDCオフセットを制御する。

【0177】以下、位相エラー信号PEおよびオフセットエラー信号OEの生成についてより詳細に説明する。図16等を参照して上述したように、P, Q, R, Sの値をサンプリングし、例えば $| (P - S) + (Q - R) |$ の値を計算することによって、位相エラー信号PEを得ることができる。また、例えば $(P + Q + R + S)$ の値を計算することによって、オフセットエラー信号OEを生成することができる。

【0178】このような位相エラー信号PEおよびオフセットエラー信号OEを生成するPEO206の構成について図18を参照して説明する。PEO206は、4個のレジスタ401、402、403および404を有し、さらに、2種類の演算回路405および406を有する。レジスタ401、402、403および404には、シフトレジスタ107から遅延させられた再生RF信号のA/D変換値 $z$  [k-p] が供給される。また、レジスタ401、402、403および404には、タイミングジェネレータ200からサンプリング信号

$G_P$ ,  $G_Q$ ,  $G_R$ ,  $G_S$ がそれぞれ供給される。

【0179】このため、P, Q, R, Sの値がそれぞれレジスタ401、402、403、404に記憶されることになる。そして、各記憶値が演算回路405および406に供給される。演算回路405に供給される記憶値の内、PおよびQの値の極性がプラスとされ、RおよびSの値の極性がマイナスとされる。これにより、演算回路405が $PE = | (P - S) + (Q - R) |$ の値を計算するようになされる。一方、演算回路406に供給される記憶値については、全てのサンプリング値の極性がプラスとされる。これにより、演算回路406が $OE = (P + Q + R + S)$ の値を計算するようになされる。

【0180】上述したような構成により、位相エラー信号PEおよびオフセットエラー信号OEの生成が実現される。但し、図16等を参照して上述したように、エラー信号検出ポイントは再生RF信号値のMSBの反転が生じたタイミングに基づいて生成されるので、再生RF信号値のMSBの反転が生じる頻度が何らかの要因で小さくなると、P, Q, R, S（およびピークトゥピーク値T, U）がサンプリングされる頻度が小さくなるという問題がある。

【0181】より具体的には、再生RF信号のDCオフセット量がある程度以上大きい場合等においては、再生RF信号値がダイナミックレンジの上方または下方に偏在することになるので、再生RF信号値がダイナミックレンジの中央の値を横切る頻度が減少し、従ってMSB反転の頻度が低下するので、エラー信号検出ポイントが得にくくなる。かかる場合には、PLLの制御において以下のようないわゆる問題が生じる。すなわち、位相エラー信号が得られる頻度が低下するので、PLLにロックが掛かりにくくなる、あるいは一旦確立したPLLのロックが外れ易くなる等の問題が生じる。

【0182】一方、MSB反転の頻度が低下する場合には、再生RF信号のDCオフセットの制御において以下のようないわゆる問題が生じる。ある時点におけるオフセットフィードバック信号は、直近のエラー信号検出ポイントにおいて得られたサンプリング値に基づいて算出されたオフセットエラー信号の値をそのまま保持したものとなる。そのようなオフセットエラー信号の値は、多くの場合、オフセットフィードバック回路においてオフセットをキャンセルするような制御がなされるような符号を有することになる。

【0183】このため、MSB反転の頻度が低下する場合においても、オフセットエラー信号OEを生成する構成（例えば図15中のPEO206）と、オフセットエラー信号OEに基づいて再生RF信号にフィードバック制御を行う構成（例えば図15中のオフセットフィードバック回路210）との組合せによってオフセットキャンセル回路としての機能は一般的には実現される。但し、例えばリードゲートがアクティブになった所（リー

ド動作の開始時点)等で非常に大きなDCオフセットがある場合、エラー信号検出ポイントが全く発生せず、オフセットキャンセル回路としての機能が損なわれる。

【0184】また、再生RF信号が大きなDCオフセットを含む場合には、DCオフセットの大きさに対して充分な大きさのオフセットエラー信号OEの値が算出されず、オフセットフィードバック制御に多くの時間が必要となったり、実際にそのような制御が不可能となったりするおそれがある。

【0185】以上のような問題を解消若しくは低減するために、この発明においては、以下のような性質を利用して、より的確なオフセットエラー信号を生成するようしている。すなわち、DCオフセットの量が非常に大きく、エラー信号検出ポイントが得られない場合にも、その時点でのMSBを調べることによりDCオフセットの符号を知ることができる。

【0186】かかる性質に鑑みて、この発明の一実施形態では、エラー信号検出ポイントが所定の時間以上の期間に渡って発生しない場合に、その時点でのMSBの値に応じた所定のDCオフセット量を表現するオフセットエラー信号を強制的に出力するようしている。この際の所定のDCオフセット量を大きく設定すれば、オフセットフィードバック回路210が機能して再生RF信号のA/D変換値が速やかにダイナミックレンジの中央値に近づき、それによってエラー信号検出ポイントが発生する。そして、エラー信号検出ポイントが発生する時点以降においては、通常のオフセットエラー信号OEをそのまま使用するように切替えるようしている。

【0187】このような制御について図19を参照して説明する。図19Aは、縦軸に再生RF信号のA/D変換値の推移の一例を時間に沿って示すグラフである。リードクロックDCKに従う各サンプリング点に丸を付して示した。但し、細線および白丸は通常のMSB判定モードにおける再生RF信号およびサンプリング点を示し、太線および黒丸はこの発明の一実施形態における再生RF信号およびサンプリング点を示す。

【0188】また、図19Bは、図19Aに示す再生RF信号に対応して生成されるオフセットエラー信号の値の推移を示すグラフである。図19Bにおいては、細線が通常のMSB判定モードにおけるオフセットエラー信号の値の推移の一例を示し、太線がこの発明の一実施形態におけるオフセットエラー信号の値の推移の一例を示す。

【0189】図19Bに示すように、MSBの反転が所定期間T<sub>clk</sub>の間生じない場合には、太線で示すオフセットエラー信号が強制的に出力される。このオフセットエラー信号を参照したDCオフセットの制御が上述したオフセットフィードバック回路210によって行われる結果として、図19Aの太線および黒丸で示すように、再生RF信号およびサンプリング点が推移する。これに

より、細線および白丸で示した通常のMSB判定モードの場合に比べて、MSB反転が早く生じる。

【0190】以上のような制御を実現するFOEブロック208について、図20を参照して説明する。FOEブロック208は、NAND回路301、カウンタ302、コンパレータ303、オフセットエラー信号選択スイッチ304、および強制オフセットエラー信号選択スイッチ305を有する。

【0191】カウンタ302にはリードクロックDCKが供給される。カウンタ302はリードクロックDCKの数をカウントし、カウント値をコンパレータ303に供給する。また、カウンタ302にはNAND回路301から所定の信号が供給され、かかる信号に応じてカウント値がリセットされる。すなわち、NAND回路301にはタイミングジェネレータ200からサンプリング信号G<sub>P</sub>、G<sub>Q</sub>、G<sub>R</sub>、G<sub>S</sub>が供給され、何れか1種類のサンプリング信号がアクティブとされる場合にカウンタ302をリセットするパルスが出力される。従って、MSBの反転が生じないためにエラー信号検出ポイントが得られない期間には、リードクロックDCKが供給される毎にカウント値が増加していく。

【0192】コンパレータ303は、供給されるカウント値を別途供給される所定値T<sub>clk</sub>と比較し、比較結果に応じた信号をオフセットエラー信号選択スイッチ304に出力する。オフセットエラー信号選択スイッチ304は、コンパレータ303の出力に応じて、PEO206から供給されるオフセットエラー信号OEと、強制オフセットエラー信号選択スイッチ305から供給されるオフセットエラー信号との内的一方を選択的に出力する。

【0193】より具体的には、カウント値がT<sub>clk</sub>以上であると判定される場合にコンパレータ303の出力が例えば'High'とされる。この場合には、信号選択スイッチ304がPEO206から供給されるオフセットエラー信号OEではなく、強制オフセットエラー信号選択スイッチ305から後述するようにして供給されるオフセットエラー信号を出力する。一方、カウント値がT<sub>clk</sub>より小さくと判定される場合には、コンパレータ303の出力が例えば'Low'とされる。この場合には、オフセットエラー信号選択スイッチ304がPEO206から供給されるオフセットエラー信号OEを出力する。

【0194】従って、カウント値がT<sub>clk</sub>以上となった時点以降、強制オフセットエラー信号選択スイッチ305の出力がFOEブロック208の出力とされる状況が開始し、その後、新たなエラー信号検出ポイントが発生することによってカウント値がリセットされるまでの期間、かかる状況が継続することになる。

【0195】但し、かかる状況が開始した後、例えばコントローラ2によってリードクロックDCKを単位として設定された所定の期間に渡って、かかる状況が継続す

るようにも良い。そのような期間は、再生RF信号の特性、要求される復号精度等を考慮して適切に設定すれば良い。

【0196】また、強制オフセットエラー信号選択スイッチ305には2種類のオフセットエラー信号、すなわちDCオフセットエラーの極性がプラスである場合に対応するオフセットエラー信号と、DCオフセットエラーの極性がマイナスである場合に対応するオフセットエラー信号とが供給される。強制オフセットエラー信号選択スイッチ305には、MSBが供給され、MSBの極性に応じて2種類のオフセットエラーの内の一方を選択的に出力する。これにより、2種類のオフセットエラーの内、DCオフセットを小さくする制御がなされるような方向（極性）を有する方が出力される。

【0197】上述したようなFOEブロック208の出力に応じて、オフセットフィードバック回路210等によって再生RF信号に対するフィードバック制御がなされ、DCオフセットが制御されることにより、図19を参照して上述したような制御が実現される。

【0198】なお、T<sub>clk</sub>の値は、コンパレータ303に対して例えばコントローラ2によって設定される。このT<sub>clk</sub>の値は、再生RF信号の特性、要求される復号精度等を考慮して適切に設定すれば良い。また、強制オフセットエラー信号選択スイッチ305に供給される2種類のオフセットエラー信号の絶対値も再生RF信号の特性、要求される復号精度等を考慮して適切に設定すれば良い。さらに、強制オフセットエラー信号選択スイッチ305に供給される3種類以上のオフセットエラー信号を供給するようにし、MSB以外に例えばカウンタ302が生成するカウント値等も参照して適切なオフセットエラー信号を選択することにより、よりきめ細かな制御を行うようにしても良い。

【0199】なお、上述したこの発明の一実施形態は、ビタビ復号方法を行う光磁気ディスク装置にこの発明を適用したものであるが、MSB判定モードはビタビ復号方法において選択される状態遷移に基づくものでは無いので、ビタビ復号方法以外の復号方法を行うものであっても、MSB判定モード、およびそれを応用したMut<sub>e</sub>モード、d<sub>i</sub>f<sub>f</sub>モード等を行う情報再生装置に対して、この発明を適用することが可能である。特に、Mut<sub>e</sub>モード、d<sub>i</sub>f<sub>f</sub>モード等がアクイジションモードとして用いられる場合に、再生RF信号のDCオフセット量が大きくなる時等に、この発明を適用することが有効となる。

【0200】また、光磁気ディスク(MO)以外にも、例えば相変化型ディスクPD、CD-E(CD-Erasable)等の書き換え可能ディスク、CD-R等の追記型ディスク、CD-ROM等の読み出し専用ディスクから情報を再生する情報再生装置に適用することが可能である。

【0201】また、この発明は、この実施例に限定されることなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の応用および変形が考えられる。

【0202】

【発明の効果】上述したように、この発明は、光ディスクの部分的な不具合等に起因する複屈折等によって再生RF信号のDCオフセットが大きくなり、それに起因してMSB判定モードにおけるエラー信号生成ポイントが得られる頻度が低下する場合に、MSBの極性を参照して、DCオフセットが小さくなるようなフィードバック制御を行わせるオフセットエラー信号を強制的に発生させるようにしたものである。

【0203】このため、再生RF信号のDCオフセットが大きくなる場合に、DCオフセットが小さくなるようなオフセットフィードバックをかけることができ、DCオフセットが速やかにA/D変換器のダイナミックレンジの中央値付近に位置するようにすることができる。

【0204】従って、再生RF信号のDCオフセットが一旦大きくなり、それに起因してMSB判定モードにおけるエラー信号生成ポイントが得られる頻度が低下する場合にも、エラー信号生成ポイントがある程度の頻度で得られる状態に速やかに戻すことが可能である。

【0205】このため、再生RF信号大きなDCオフセットを有する部分を含む場合にも、再生動作の全体を通じて位相エラー信号およびオフセットエラー信号が安定して生成されるようにすることができる。従って、PLLをロックさせる制御および再生RF信号のDCオフセットの制御をより安定なものとすることができる。

【0206】また、通常のMSB判定モードのオフセットフィードバックに、比較的簡単なデジタル回路を追加するだけで構成できるので、回路規模の大幅な増大を伴わずに、上述した効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】4値4状態ビタビ復号方法を行う光磁気ディスク装置の一例の全体構成を示すブロック図である。

【図2】マーク位置記録方法およびマークエッジ記録方法について説明するための略線図である。

【図3】光磁気ディスクのセクタフォーマットの一例について説明するための略線図である。

【図4】RLL(1, 7)符号化方法において、最小磁化反転幅が2であることを示す略線図である。

【図5】RLL(1, 7)符号とマークエッジ記録方法の組合せによって記録されたデータから再生される再生信号を、パーシャルレスポンス特性PR(1, 2, 1)の下で波形等化した時のアイ・パターンについて説明するための略線図である。

【図6】4値4状態ビタビ復号方法の状態遷移図を作成する過程について説明するための略線図である。

【図7】4値4状態ビタビ復号方法の状態遷移図の一例を示す略線図である。

39

【図8】4値4状態ビタビ復号方法におけるトレリス線図の一例を示す略線図である。

【図9】4値4状態ビタビ復号方法において、規格化メトリックに基づく状態遷移の条件を示す略線図である。

【図10】4値4状態ビタビ復号を行なうビタビ復号器の全体構成を示すブロック図である。

【図11】図10に示したビタビ復号器の一部分の構成を詳細に示すブロック図である。

【図12】図10に示したビタビ復号器の他の一部分の構成を詳細に示すブロック図である。

【図13】図10に示したビタビ復号器のさらに他の一部分の構成を詳細に示すブロック図である。

【図14】6値4状態ビタビ復号方法の状態遷移図の一例を示す略線図である。

【図15】この発明の一実施形態の全体的な構成について\*

40

\*で説明するためのブロック図である。

【図16】MSB判定モードにおける、エラー信号生成ポイントについて説明するための略線図である。

【図17】この発明の一実施形態の全体構成について説明するためのブロック図である。

【図18】この発明の一実施形態中の一部の構成について説明するためのブロック図である。

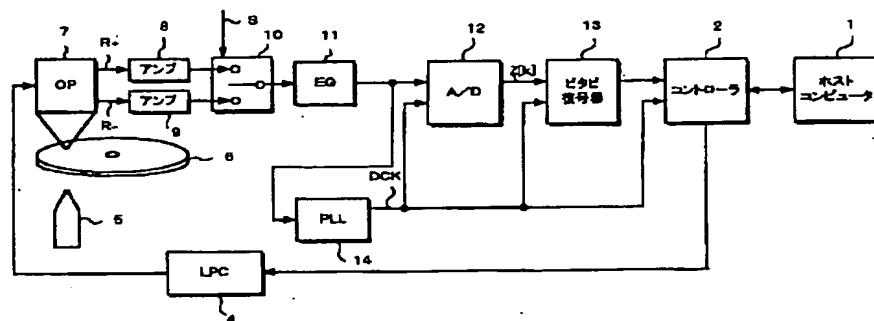
【図19】この発明による再生RF信号のDCオフセットの制御について説明するための略線図である。

【図20】この発明の一実施形態中の一部の構成について説明するためのブロック図である。

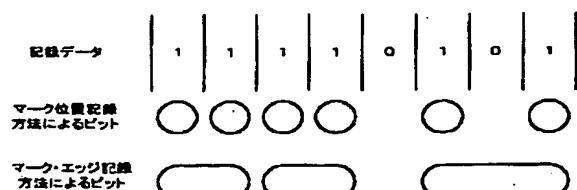
【符号の説明】

12...A/D変換器、206...PEOブロック、208...FOEブロック、210...オフセットフィードバック回路

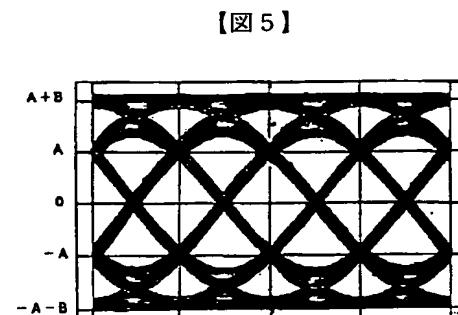
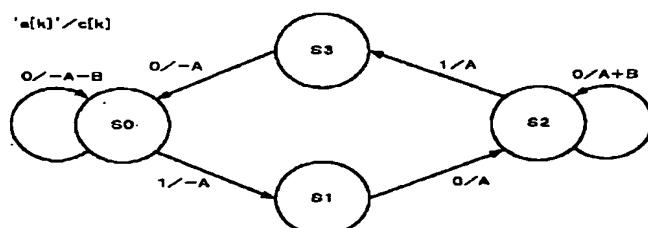
【図1】



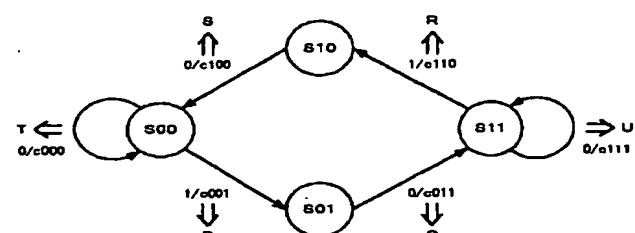
【図2】



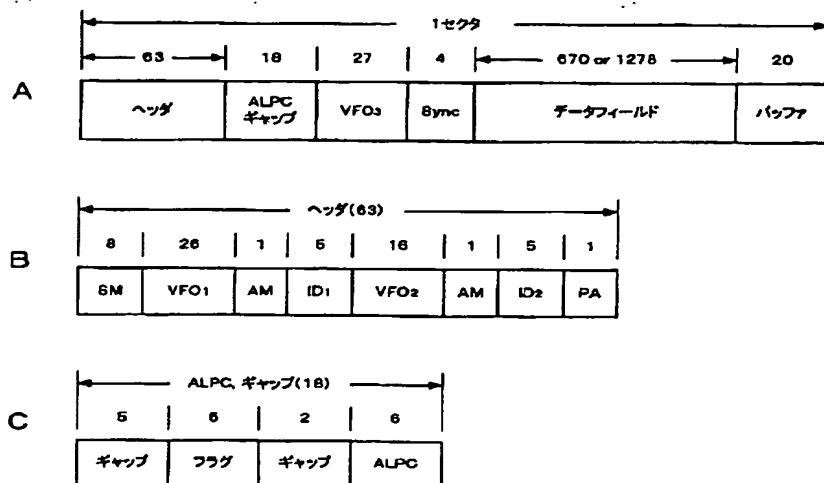
【図7】



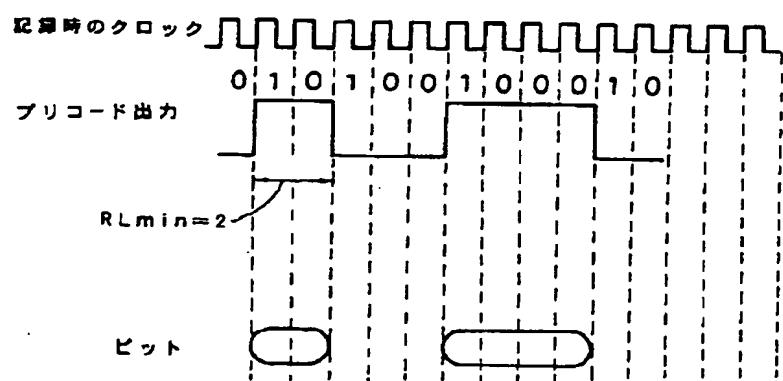
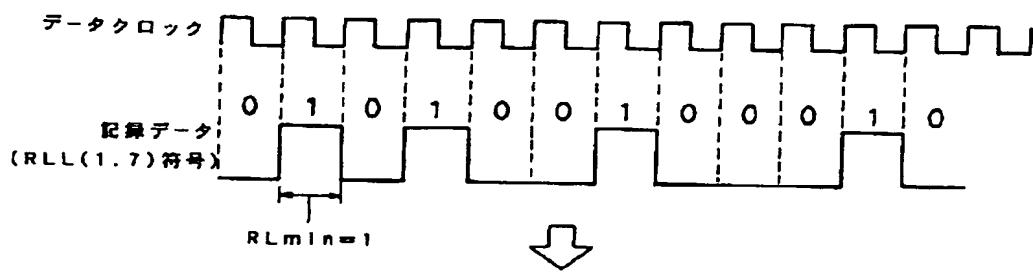
【図14】



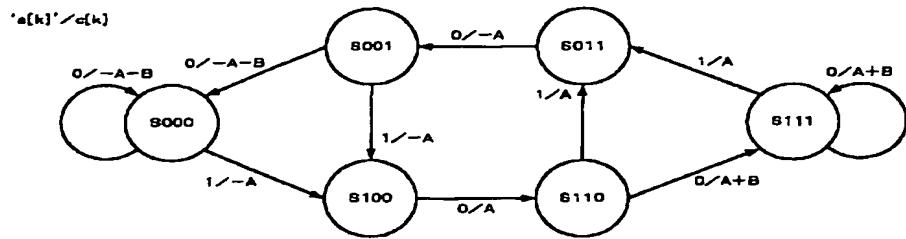
【図3】



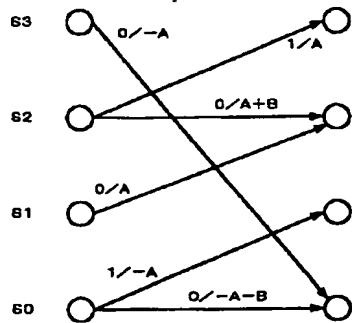
【図4】



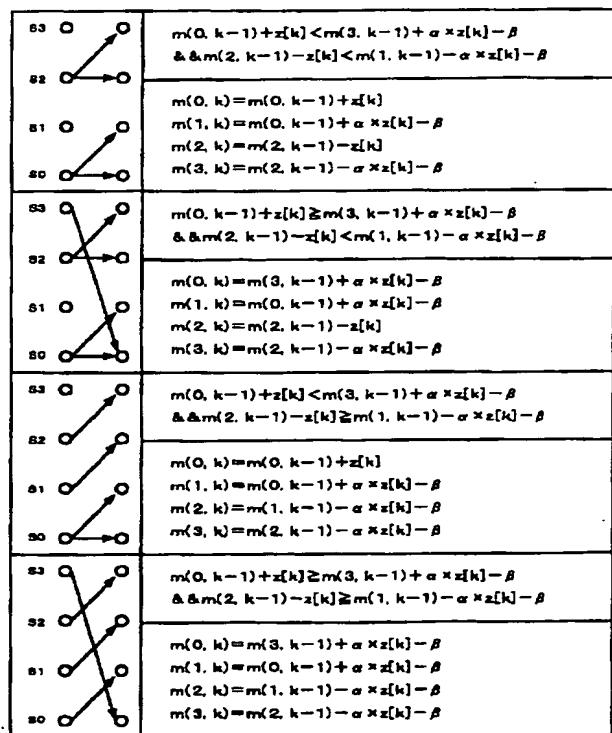
【図6】



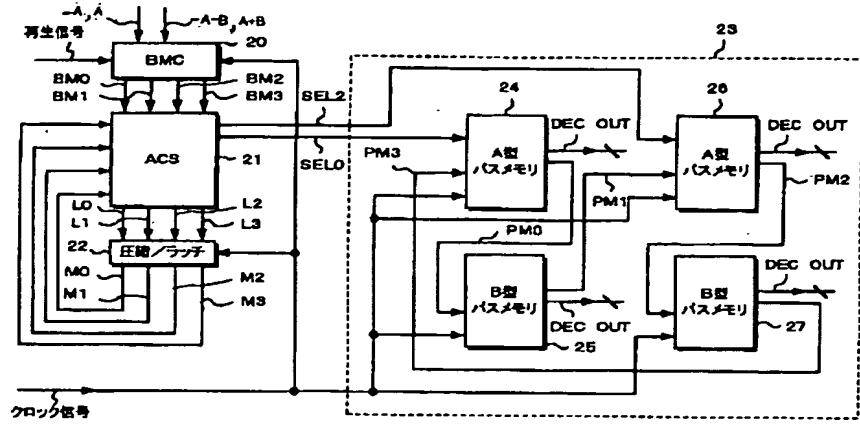
【図8】



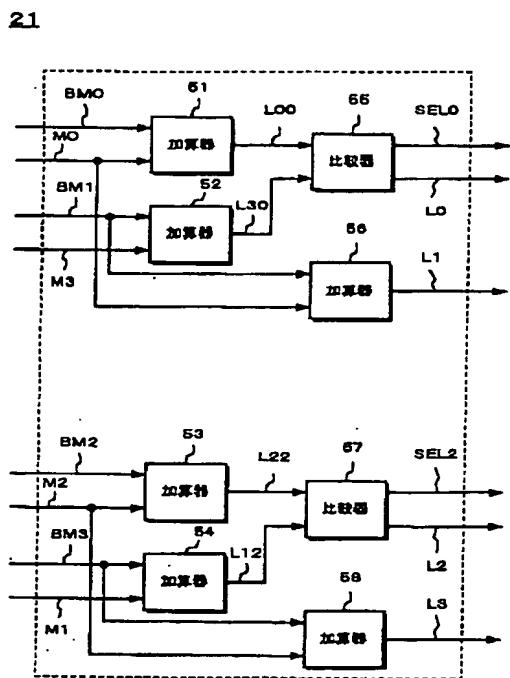
【図9】



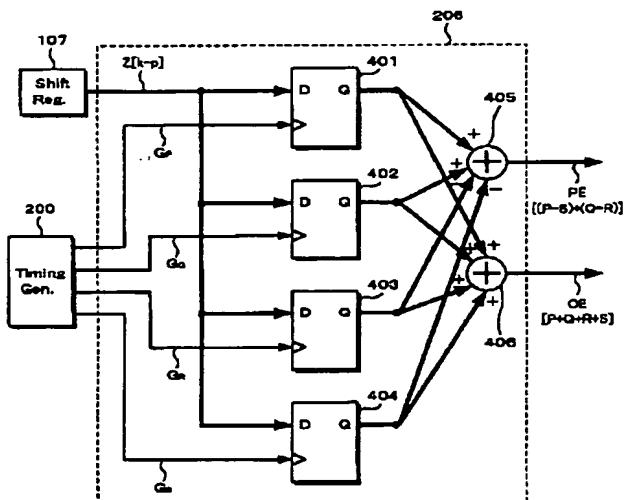
【図10】



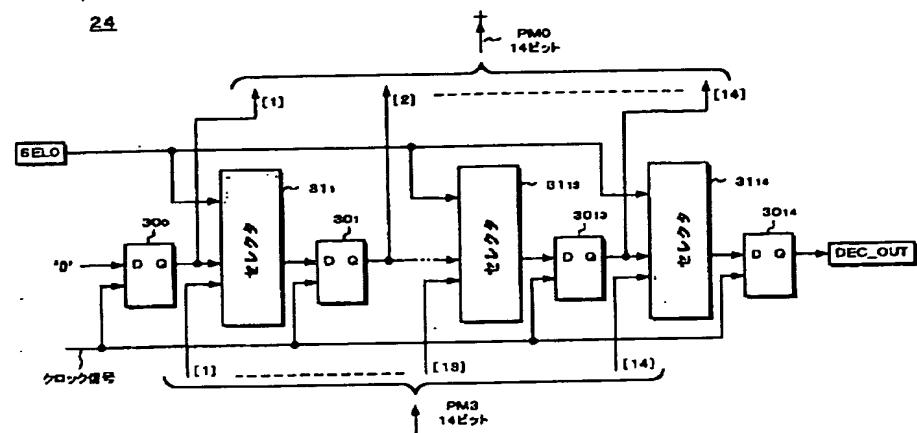
【図11】



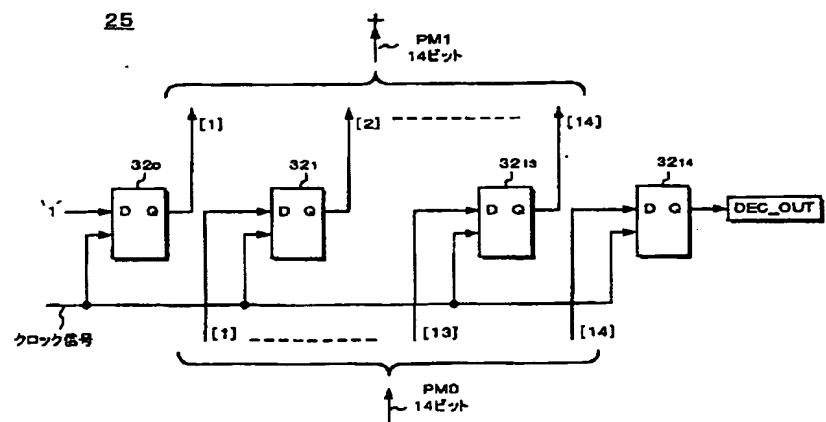
【図18】



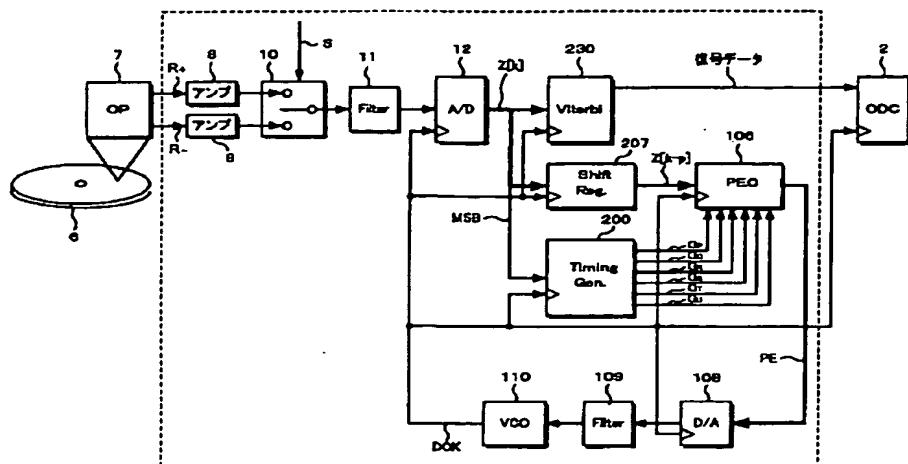
【図12】



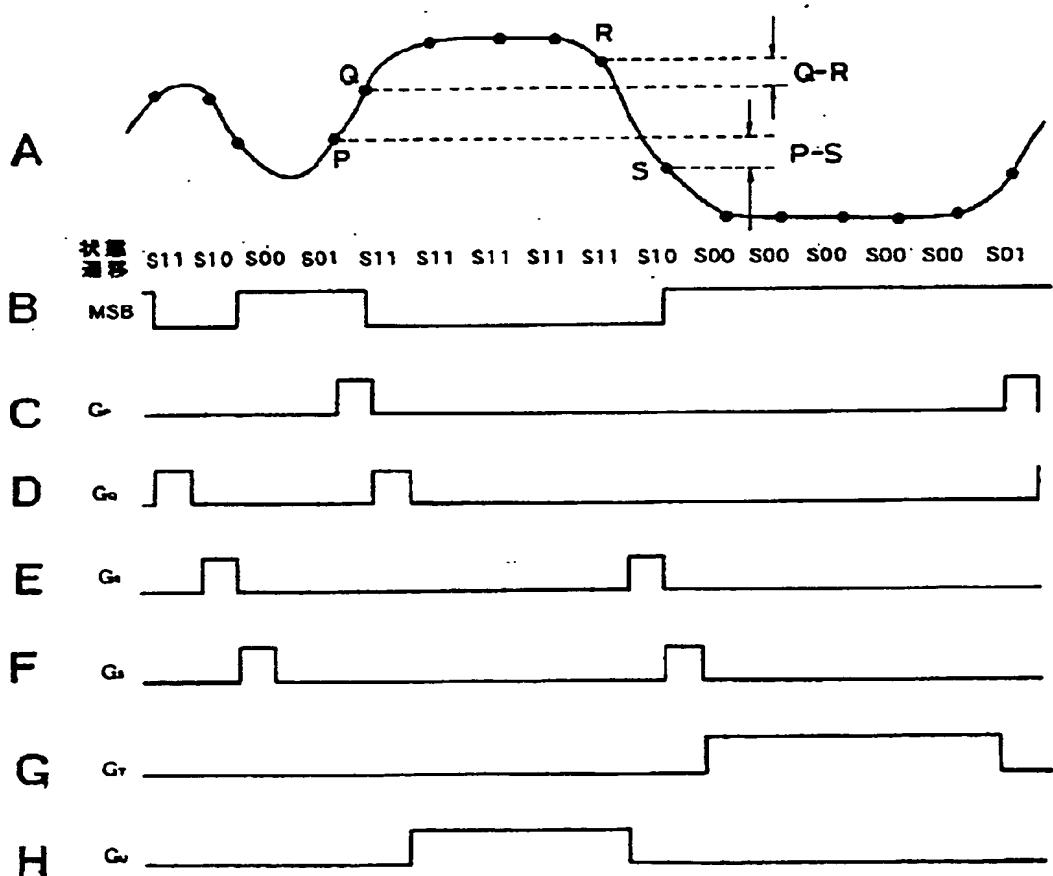
【図13】



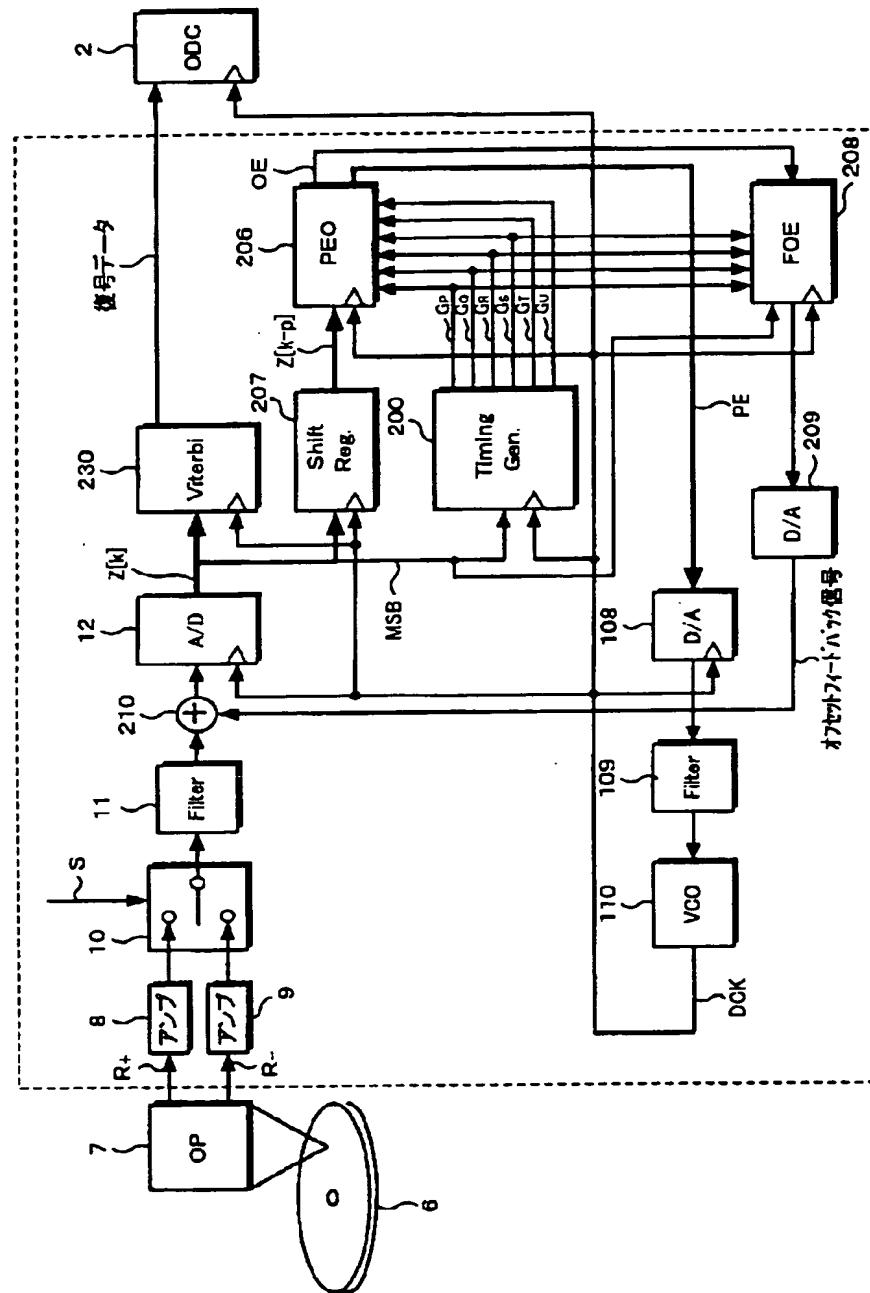
【図15】



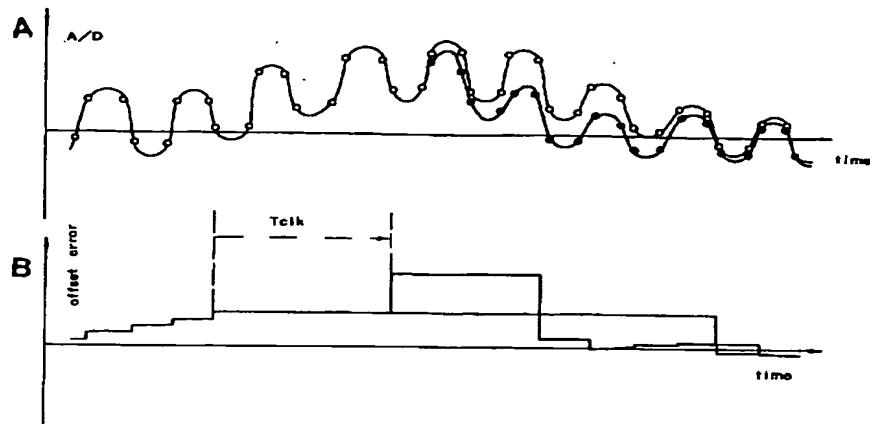
【図16】



[図17]



【図19】



【図20】

